

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**ESTUDO DE UM INVERSOR FULL-BRIDGE UTILIZANDO A**  
**CÉLULA DE COMUTAÇÃO ZVS-PWM-GEPAE**

**DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA**  
**PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA**


**JÁDER AMARAL BRILHANTE**

**FLORIANÓPOLIS, OUTUBRO DE 1993**

**ESTUDO DE UM INVERSOR FULL-BRIDGE UTILIZANDO A  
CÉLULA DE COMUTAÇÃO ZVS-PWM-GEPAE**

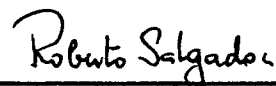
**JÁDER AMARAL BRILHANTE**

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO DO TÍTULO DE MESTRE EM ENGENHARIA, ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

Orientador



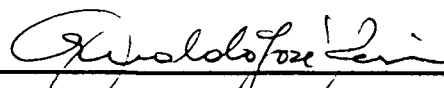
Prof. Roberto de Souza Salgado, Phd

Coordenador do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

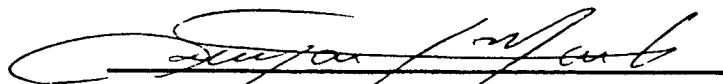
**BANCA EXAMINADORA:**



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.



Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.

A meus pais :  
José Brilhante Macedo e  
Maria Emy Amaral Brilhante

## AGRADECIMENTOS

Ao prof. Denizar Cruz Martins, que orientou este trabalho de maneira segura e competente .

Aos engenheiros Alexandre Ferrari de Souza, Luis Carlos (Bagrinho) e José Renes Pinheiro que participaram de uma forma decisiva na elaboração deste trabalho, através de críticas e sugestões de inestimável valor.

Aos companheiros Alberto Santander, Álvaro, Cícero, Claudio Duarte, Dennys, Falcondes, Júlio, Márcio Có, Paulo e Valdir Noll, que embora extremamente atarefados com seus próprios trabalhos, não exitaram em colaborar por diversas vezes no intuito de aperfeiçoar esta dissertação.

Ao engenheiro Elias Sebastião de Andrade, pelo grande auxílio dispensado durante a implementação dos circuitos de comando e potência.

Aos amigos Maurício Rocha Osmani Maia, Marcos M. G. e Teresa Cristina, Marcelo Pazzini, Aldebaro C. Alves Klautau e Polyana, Luis Otávio Bola Gato, Elieser Jr., Eduardo (GPEB), João Aberides Arantes, Idimilson Tomé, Alexandre, Francisco (LABSPOT), Sérgio Galdino e Adriana, Miguel Anccasi, Iberê, Fernando Mussoi, Dalton Vidor, Sica, Argemiro, Claudiner, Marco Akio, Peter e Leandra, Adriano Peres, Glaucio e tantos outros que através da amizade ajudaram a minimizar a saudade dos familiares.

Agradeço ao amigo e conterrâneo Vicente Lima Crisóstomo pelas vezes em que abdicou do seu sossego habitual para me alojar nas "indas e vindas" Florianópolis-Curitiba. Sem este apoio, terminar esta dissertação teria sido uma tarefa impossível.

A Gabriela Desiré Olímpio Pereira, pela correção "gratuita" dos originais e pela grande amizade.

Finalmente, quero agradecer ao incentivo recebido pelos companheiros da Universidade Federal do Ceará - UFC, notadamente aos professores Fernando Antunes e Laurinda Lúcia Nogueira dos Reis.

# ÍNDICE

SIMBOLOGIA.....	viii
RESUMO.....	xi
ABSTRACT.....	xii
INTRODUÇÃO GERAL.....	xiii
CAPÍTULO I - PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO E ANÁLISE DO CONVERSOR FULL-BRIDGE COM CÉLULA DE COMUTAÇÃO ZVS.....1	
1.1 - INTRODUÇÃO.....	1
1.2 - ANÁLISE QUALITATIVA.....	2
1.2.1 - Introdução.....	2
1.2.2 - Princípio de funcionamento.....	3
1.2.3 - Formas de onda.....	6
1.3 - ANÁLISE QUANTITATIVA.....	8
1.3.1 - Definição de parâmetros e normalizações.....	8
1.3.2 - Equacionamento básico das etapas de funcionamento.....	9
1.3.3 - Plano de fase.....	18
1.4 - CONCLUSÕES.....	19
CAPÍTULO II - ESTUDO DA MODULAÇÃO PWM SENOIDAL A DOIS NÍVEIS E DETERMINAÇÃO DE ÁBACOS PARA PROJETO.....21	
2.1 - INTRODUÇÃO.....	21
2.2 - MODULAÇÃO PWM SENOIDAL A DOIS NÍVEIS.....	21
2.3 - INTERVALOS MÍNIMOS DE CONDUÇÃO.....	25
2.4 - DETERMINAÇÃO DAS CORRENTES MÉDIAS E EFICAZES.....	26
2.4.1 - Chaves de potência.....	26
2.4.2 - Diodos principais.....	32
2.4.3 - Chaves e diodos auxiliares.....	35
2.4.4 - Indutor ressonante e autotransformador.....	36
2.5 - ESFORÇOS NOS COMPONENTES.....	38

2.5.1 - Corrente Máxima.....	38
2.6 - DETERMINAÇÃO DO PARÂMETRO $\alpha$ .....	39
2.7 - DETERMINAÇÃO DA FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA ( $f_0$ ).....	41
2.8 - DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS RESSONANTES.....	42
2.9 - CONCLUSÕES.....	43
 CAPÍTULO III - PROJ. DO CIRCUITO DE POTÊNCIA E SIMULAÇÕES.....	44
3.1 - INTRODUÇÃO.....	44
3.2 - PROCEDIMENTO PARA PROJETO.....	44
3.3 - EXEMPLO DE PROJETO.....	47
3.3.1 - Especificações de projeto.....	48
3.3.2 - Cálculo dos parâmetros do inversor.....	48
3.4 - DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES.....	52
3.4.1 - Transistores Principais.....	52
3.4.2 - Transistores Auxiliares.....	53
3.4.3 - Autotransformador.....	54
3.4.4 - Indutor Ressonante.....	58
3.4.5 - Capacitor Ressonante.....	60
3.5 - ESTUDO POR SIMULAÇÕES.....	60
3.5.1 - Estudo da Comutação nos Interr.principais.....	61
3.5.2 - Estudo da Comutação nos Interrup. Auxiliares.....	62
3.5.3 - Estudo do Comportamento da Corrente nos Diodos Principais.....	64
3.6 - CONCLUSÕES.....	66
 CAPÍTULO IV - DEFINIÇÃO E PROJETO DOS CIRCUITOS DE COMANDO E CONTROLE.....	67
4.1 - INTRODUÇÃO.....	67
4.2 - GERAÇÃO DO SINAL PWM SENOIDAL A DOIS NÍVEIS(BL.1).....	68
4.3 - COMANDO DOS INTERRUPTORES PRINCIPAIS(BLs.1 e 2).....	70
4.4 - COMANDO DOS INTERRUPTORES AUXILIARES(BL. 3).....	70
4.5 - CIRCUITO DE DISPARO DO INVERSOR (BLOCO 4).....	72
4.5.1 - Circuito de Drive.....	72
4.5.2 - Circuito para Operação dos Interruptores Principais no Modo Tiristor-Dual.....	73
4.6 - DIAGRAMA ESQUEMÁTICO COMPLETO DO CIRCUITO DE CONTROLE.....	74
4.7 - CONCLUSÕES.....	78

CAPÍTULO V - RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	79
5.1 - INTRODUÇÃO.....	79
5.2 - ANÁLISE DAS COMUTAÇÕES.....	79
5.2.1 - Interruptores Principais.....	79
5.2.2 - Interruptores Auxiliares.....	81
5.2.3 - Diodos Principais.....	82
5.3 - COMPORTAMENTO DO INVERSOR OPERANDO COM TENSÃO E CORRENTE NOMINAIS.....	84
5.4 - ESTUDO DO RENDIMENTO.....	86
5.5 - CONCLUSÕES.....	87
CONCLUSÕES GERAIS.....	89
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	91
APÊNDICE A.....	94
APÊNDICE B.....	97
APÊNDICE C.....	102
APÊNDICE D.....	106
APÊNDICE E.....	110

# SIMBOLOGIA

$a$	-	Relação de espiras do autotransformador
$a_{N,N}$	-	Enrolamento primário e secundário
$A_e$	-	Área da perna central do núcleo
$A_w$	-	Área da janela do carretel
$C_R$	-	Capacitância Ressonante
$f_s$	-	Freqüência média de modulação
$f_o$	-	Freqüência de ressonância
$f_1$	-	Freqüência fundamental da tensão de saída
$I_o$	-	Valor de pico da corrente nominal
$I_{Dn}$	-	Corrente instantânea no diodo "n"
$I_{Mn}$	-	Corrente instantânea no MOSFET "n"
$I_{LR}$	-	Corrente instantânea no indutor ressonante
$I_{sn}$	-	Corrente instantânea na chave "n"
$\overline{I_{Dn}}$	-	Corrente normalizada no diodo "n"
$\overline{I_{LR}}$	-	Corrente Normalizada no indutor ressonante
$\overline{I_{sn}}$	-	Corrente Normalizada na chave "n"
$I_{efs}$	-	Valor eficaz de corrente na chave



$I_{efd}$	-	Valor eficaz de corrente no diodo
$I_{mds}$	-	Valor médio de corrente na chave
$I_{mdd}$	-	Valor médio de corrente no diodo
$I_{eo}$	-	Valor nominal da corrente de carga
$I_{pef}$	-	Cor. eficaz no primário do autotransformador
$I_{Lr\text{máx}}$	-	Cor. máxima normal. no ind. ressonante
$I_{Dax.\text{máx}}$	-	Cor. máxima normal. nos diodos auxiliares
$I_{Sax.\text{máx}}$	-	Cor. máxima normal. nas chaves auxiliares
$J$	-	Densidade de corrente no condutor
$K_a$	-	Índice do pico de corrente na chave auxiliar
$K_p$	-	Fator de utilização do primário
$K_w$	-	Fator de utilização da área do enrolamento
$L_R$	-	Indutância ressonante
$M$	-	Fator de Modulação
$N_s$	-	Nº de pulsos por semi-período de modulação
$N_{pAt}$	-	Nº de esp. do primário do autotransformador
$V_C(t)$	-	Tensão senoidal de controle
$V_{Mn}$	-	Tensão instantânea sobre o MOSFET "n"
$V_{S1}$	-	Amplitude máx. da tensão senoidal de controle

$V_{pt}$	-	Valor de pico da onda portadora
$V_{Si1}$	-	Amplitude da tensão fundamental de saída
$V_{1ef}$	-	Valor eficaz da tensão fundamental de saída
$V_{Cn(t)}$	-	Tensão instantânea no capacitor "n"
$V_{pat}$	-	Tensão máx. no primário do autotransformador
$W$	-	Energia armazenada no núcleo
$Z_o$	-	Impedância característica
$\alpha$	-	Condutância normalizada
$\delta$	-	Comprimento do entreferro
$\Delta B$	-	Variação da densidade de fluxo magnético
$\Delta t_n$	-	Intervalo entre os instantes "n" e "(n-1)"
$\Delta t_{mín}$	-	Menor intervalo de modulação
$\Delta t_s$	-	Intervalo na qual o interrup. auxiliar conduz

# RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo detalhado de um inversor monofásico de tensão tipo **full-bridge** operando com comutação ZVS e modulação PWM senoidal a dois níveis. O objetivo é conseguir um conversor com alto rendimento e baixas perdas de comutação, onde a tensão sobre os interruptores do mesmo sejam limitadas na tensão do barramento de entrada, diminuindo-se substancialmente os esforços adicionais de corrente nos interruptores de potência.

A comutação não dissipativa dos interruptores do conversor é obtida através da associação de uma célula de comutação ressonante aos braços inversores do mesmo. Esta célula atua como um **snubber** não dissipativo, pois proporciona uma comutação ZVS dos interruptores de potência sem introduzir perdas adicionais ao sistema.

Após uma análise matemática da operação do inversor, faz-se um estudo por simulação numérica objetivando validar os resultados obtidos matematicamente.

Com base nos resultados obtidos, apresenta-se o projeto de um protótipo de 1KW e 20KHz.

# ABSTRACT

This work presents the detailed study of a full-bridge monophasic voltage inverter working with ZVS commutations and a two levels sinusoidal PWM modulation. The goal is to get a converter with high efficiency and low commutation loss, so that the voltage between the switches be bound in the "link DC", reducing substantially additional current stress in the power switches.

The non-dissipative commutation of the converters switches is obtained by mean of associations of a resonant commutation cell to its inverters leg. The cell work as a non-dissipative snubber, because it provides a ZVS commutation of the power switches without intruding additional losses to the system.

After a mathematical analysis of the inverter operations, a study by numerical simulations is done in order to validate the results obtained mathematically.

Based on the results, the design of a prototype of 1KW and 20 KHz is presented.

# Introdução Geral

A miniaturização dos aparelhos eletrônicos em geral, notadamente os computadores portáteis e os equipamentos de telecomunicações, bem como a crescente necessidade do processamento de potência **in loco** como é o caso de aplicações aeroespaciais, tem levado a um grande esforço dentro da eletrônica de potência no sentido de se obter conversores de energia mais compactos através da elevação da densidade de potência dos mesmos.

As metodologias mais empregadas no intuito de diminuir volume e peso dos conversores atuam em duas frentes: A) A primeira busca através do estudo da física de estado sólido e microeletrônica, descobrir novas tecnologias que possibilitem a obtenção de semicondutores de elevada potência com pequenas dimensões; B) A segunda pretende por intermédio do desenvolvimento de novas topologias, obter conversores que possam operar em elevadas frequências e com isto tornar possível a diminuição de transformadores, indutores e capacitores [1].

Quando se analisa o desenvolvimento de novas topologias nos últimos anos, verifica-se o grande esforço por parte dos pesquisadores objetivando conseguir elaborar conversores que operem com modulação PWM e possuam comutação não dissipativa. A modulação PWM clássica está consagrada devido suas características de propiciar o controle dos parâmetros de saída dos conversores (tensão ou corrente) de uma maneira bastante simples.

Os conversores PWM convencionais (com comutação dissipativa) operam em um modo de chaveamento onde seus interruptores controlados bloqueiam e entram em condução sob corrente total de carga, acarretando chaveamento com elevadas perdas de comutação que aumentam linearmente com a frequência de chaveamento. Além disso, devido aos altos  $di/dt$  e  $dv/dt$  causados durante as transições dos interruptores, ocorre um crescimento da interferência eletromagnética (EMI) [2]. Os problemas anteriormente descritos estão intimamente relacionados com os elementos parasitas do circuito, tais como, capacitância de junção dos semicondutores, indutância de dispersão do transformador e recuperação reversa dos diodos, e é devido a estes problemas que se torna inadequada a operação dos conversores PWM convencionais em frequências mais elevadas.

Uma das primeiras tentativas de se obter modulação PWM com

comutação não dissipativa foi desenvolvida em 1986 com o aparecimento do conversor DC Link Ressonante [3,5]. Este circuito além de apresentar uma sobretensão excessiva nos semicondutores, não possui efetivamente uma modulação PWM verdadeira e sim uma modulação PWM integral (IPWM).

No ano seguinte foi desenvolvido o RPI (Resonant Pole Inverter) [4]. Este inversor opera com modulação PWM verdadeira, sem "stress" de tensão, apresentando "stress" de corrente na faixa de 2-2,5 pu.

A classe dos conversores Quase-Resonantes (QRC) controlados por modulação PWM com o uso de interruptores auxiliares apresentados em [6,7,8] impõe elevado "stress" de tensão no grupo ZVS e "stress" adicional de corrente no grupo ZCS, quando comparados aos conversores similares com comutação dissipativa.

Objetivando reduzir o "stress" adicional de corrente nos conversores RPI e QRC-ZCS, surgiram outras duas topologias: ARCP (Auxiliary Resonant Commutate Pole) [9] e True PWM-ZVS Pole [10]. Ambas apresentam características semelhantes, sendo a segunda possuidora de um menor nível de "stress".

O conversor True PWM-ZVS Pole [10] foi idealizado em 1989 pelos professores Ivo Barbi e Denizar Cruz Martins e pesquisado durante todo ano de 1990 pelo grupo GEPAE. Em 1991 este trabalho foi apresentado no PESC'91 em Boston (EUA) e introduziu o conceito de **snubber** não dissipativo.

Apenas em 1992 surge a família de conversores ZVT-PWM (Zero-Voltage-Transition) [11] que apresenta as seguintes características: A) Tanto os interruptores comandados quanto os que comutam naturalmente, operam com chaveamento sob tensão nula; B) Todos os interruptores estão sujeitos a "stresses" mínimos de tensão e corrente quando comparados às dos conversores PWM convencionais correspondentes; C) A operação PWM pode ser mantida para grande variações de carga sem adulterar a natureza das comutações.

Posteriormente, a partir da modificação da filosofia de comando do conversor " True PWM-ZVS Pole ", foi desenvolvida a célula ZVS-PWM-GEPAE para comutação sob tensão nula dos interruptores principais dos conversores convencionais [12]. Esta célula quando associada aos conversores PWM com comutação dissipativa, possibilita que estes mantenham as mesmas características descritas para a família de conversores ZVT, com a diferença que no caso da célula, o circuito de comando dos interruptores de potência dos conversores torna-se bem mais

simples pelo fato de se utilizá-los no modo tiristor-dual.

Este trabalho tem por objetivo o estudo e utilização de um inversor de tensão do tipo **full-bridge** de alto rendimento, operando em altas frequências, utilizando o princípio de operação da célula de comutação ressonante para obtenção de comutação ZVS dos interruptores principais e comutação ZCS dos interruptores auxiliares, utilizando-se modulação PWM senoidal.

No primeiro capítulo será feito o estudo qualitativo e quantitativo das etapas de funcionamento do inversor, objetivando analisar suas principais características de operação e principalmente elaborar um equacionamento matemático que possibilite a determinação das grandezas elétricas mais importantes.

Será objetivo de estudo do segundo capítulo a operação do conversor proposto atuando com modulação PWM senoidal a dois níveis. Através da análise do conversor e das equações mostradas no capítulo 1, será possível determinar uma série de ábacos importantes para o projeto do circuito de potência.

No capítulo três, será feito um exemplo de projeto do inversor **full-bridge** com célula de comutação ZVS. Os resultados obtidos são verificados numericamente por intermédio de simulações .

O capítulo quatro trata da elaboração e execução de um circuito eletrônico capaz de controlar com simplicidade e eficiência o inversor proposto no capítulo 1.

Finalmente, no último capítulo (quinto), um protótipo do inversor projetado no capítulo três é implementado em laboratório, de tal maneira que as suas principais características de operação possam ser verificadas.

# CAPÍTULO I

## PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO E ANÁLISE DO CONVERSOR FULL-BRIDGE COM CÉLULA DE COMUTAÇÃO ZVS

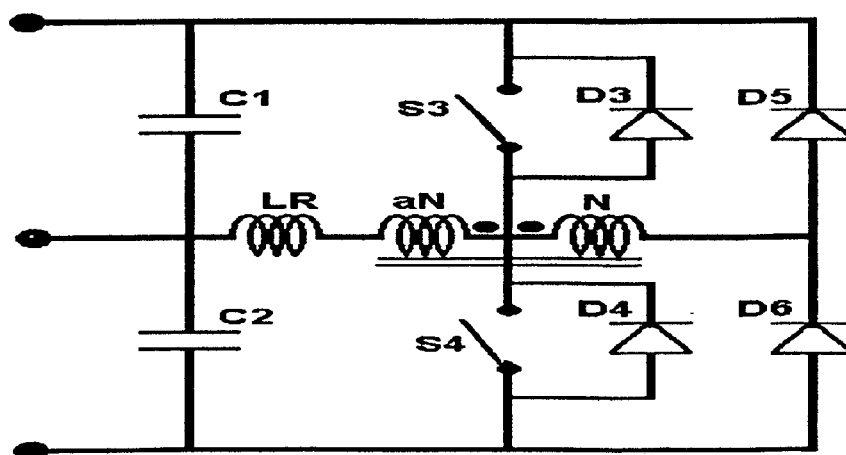
### 1.1 - INTRODUÇÃO :

A necessidade de se elevar a densidade de potência dos conversores estáticos de energia fez com que se buscasse, cada vez mais, a elevação da frequência de chaveamento e eficiência dos mesmos.

Os inversores de tensão convencionais do tipo **half-bridge** e **full-bridge**, bem conhecidos na literatura [13], são inadequados ao funcionamento em frequências elevadas, já que operam com comutação dissipativa das chaves de potência.

A proposta da associação da célula de comutação ZVS - PWM - GEPAE [12] a estes inversores, tendo esta a função de atuar como **snubber** não dissipativo das chaves em um braço de um inversor, possibilita o aparecimento de uma nova família de conversores que, operando em altas frequências, apresentam características de comutação não dissipativa (ZVS) e por conseguinte menores perdas de comutação e interferências eletromagnéticas (EMI).

Esta célula é apresentada a seguir na figura 1.1 :



*Fig. 1.1 - Célula de comutação ZVS - PWM - GEPAE*

Para o caso de um braço do inversor, a célula é composta de duas chaves auxiliares com diodos reversos em paralelo (S3,S4,D3,D4), dois



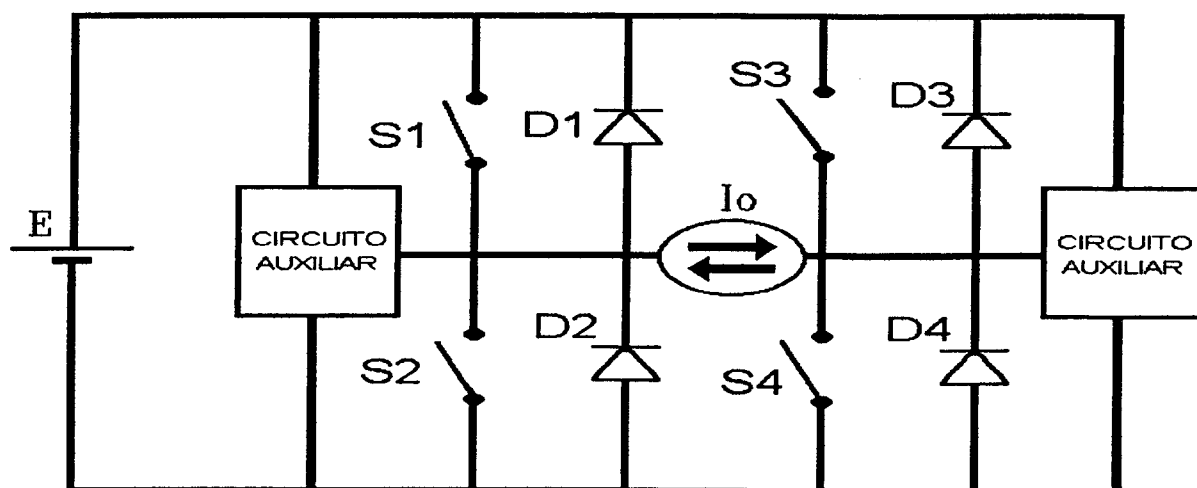
diodos auxiliares ( $D_5, D_6$ ), um autotransformador (ATR) com relação de transformação ( $1:1/a$ ) (onde  $a \leq 1$ ), um indutor ressonante ( $L_R$ ) e dois capacitores ressonantes ( $C_1, C_2$ ).

A inclusão deste circuito no braço inversor e um comando adequado, determinam o funcionamento conforme as características esperadas, ou seja, comutação sob tensão nula das chaves do braço inversor, e a comutação sob corrente nula das chaves auxiliares, sem a ocorrência de **stress** adicional de tensão ou corrente nas chaves principais.

Neste trabalho, será analisado o funcionamento de um inversor de tensão, utilizando a célula de comutação ressonante, com potência de saída nominal de 1,0 KW, frequência de 20 KHz e com modulação PWM senoidal.

Tendo em vista que, para a mesma tensão de carga, o conversor **full-bridge** apresenta metade do valor da tensão nas chaves de potência quando comparado ao **half-bridge**, resolveu-se adotar o primeiro como mais adequado para a montagem de um protótipo.

O conversor **full-bridge** com célula ressonante para comutação ZVS pode ser visto esquematicamente na figura 1.2 :



*Fig. 1.2 - Conversor full-bridge com célula comutação ZVS - PWM - GEPAE*

## 1.2 - ANÁLISE QUALITATIVA

### 1.2.1 - Introdução

Conforme foi dito na seção anterior, optou-se pela implementação de um inversor do tipo **full-bridge**. Cabe ressaltar que, embora o estudo



período de chaveamento, tendo em vista que a frequência fundamental da mesma é muitas vezes menor que a frequência de chaveamento;

e) Analisar-se-á somente a situação onde a corrente de carga é máxima no semi-ciclo positivo, pelo fato do semi-ciclo negativo ter comportamento similar;

f) O autotransformador é ideal, com indutância de magnetização  $L_{mag}$ .

As etapas de funcionamento são descritas a seguir, sendo mostradas esquematicamente na figura 1.4 (a)-(h).

### **1ª Etapa ( $t_0, t_1$ ): Etapa de Roda Livre - Fig. 1.4 (a)**

Durante este intervalo o diodo  $D_2$  conduz praticamente toda a corrente de carga. Os diodos  $D_4$  e  $D_6$  conduzem uma pequena corrente de valor desprezível em relação a  $I_o$ . Os demais componentes encontram-se bloqueados.

### **2ª Etapa ( $t_1, t_2$ ): 1ª Etapa Linear - Fig. 1.4 (b)**

A chave  $S_3$  é comandada à entrar em condução no instante  $t=t_1$ . A corrente no indutor ressonante  $L_R$  e no diodo  $D_6$  crescem linearmente.

A corrente em  $D_2$  decresce na mesma proporção em que  $I_{LR}$  aumenta, até que no instante  $t=t_2$ ,  $I_{LR}$  é igual a  $I_o$  e  $I_{D2}=0$ .

### **3ª Etapa ( $t_2, t_3$ ): 1ª Etapa Ressonante - Fig. 1.4 (c)**

No instante  $t=t_2$ , o diodo  $D_2$  bloqueia sob tensão nula, iniciando-se assim o estágio ressonante. A corrente  $I_{LR}$  passa a ter um comportamento senoidal devido a carga e descarga dos capacitores  $C_2$  e  $C_1$  respectivamente.

No instante  $t=t_3$ , a tensão  $V_{C1} = 0$ .

### **4ª Etapa ( $t_3, t_4$ ): Etapa de Grampeamento da Tensão - Fig. 1.4 (d)**

No instante  $t=t_3$ ,  $V_{C2} = E$  (tensão no barramento de entrada). O diodo  $D_1$  entra em condução mantendo a tensão no capacitor  $C_2$  constante. A corrente no indutor decresce linearmente enquanto o diodo  $D_1$  está conduzindo, até que em  $t = t_4$ ,  $I_{LR} = I_o$  o que implica no bloqueio do diodo

D<sub>1</sub>.

**5ª Etapa ( $t_4, t_5$ ): 2ª Etapa Linear - Fig. 1.4 (e)**

Quando  $t=t_4$ , a corrente no indutor ressonante é igual a  $I_0$  e a chave  $S_1$  começa a conduzir sob tensão nula.

A corrente na chave  $S_1$  aumenta linearmente na mesma proporção que  $I_{LR}$  decresce, até o ponto em que  $S_1$  assume praticamente toda a corrente de carga.

**6ª Etapa ( $t_5, t_6$ ): Etapa de desmagnetização do autotransformador - Fig. 1.4 (f)**

No instante  $t_5$ , a chave  $S_3$  e o diodo  $D_6$  deixam de conduzir. A corrente no indutor ressonante  $I_{LR}$  está reduzida à corrente de magnetização do autotransformador e a chave  $S_1$  conduz toda a corrente de carga mais a corrente de magnetização. Os diodos  $D_3$  e  $D_5$  entram em condução viabilizando a desmagnetização do autotransformador, que ocorre totalmente no instante  $t=t_6$ . Somente a partir de  $t=t_5$  é que o sinal de comando da chave  $S_3$  deve ser desativado.

**7ª Etapa ( $t_6, t_7$ ): Etapa de transf. de Energia - Fig 1.4 (g)**

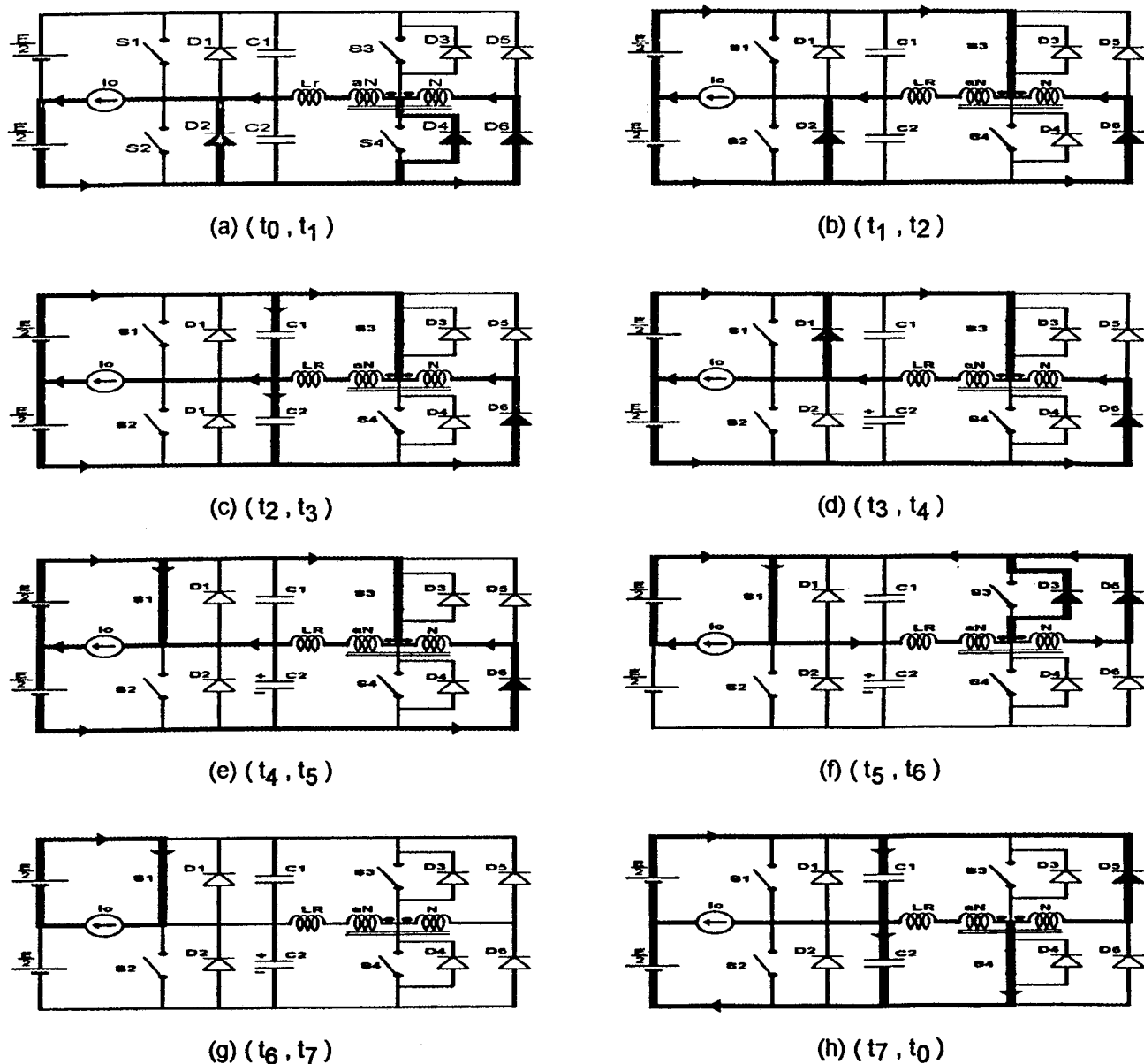
Durante este intervalo, a chave  $S_1$  conduz a corrente de carga e os demais semicondutores encontram-se bloqueados.

Deve-se ressaltar que o processo de transferência de energia à carga começa a ocorrer na quarta etapa, entretanto caracterizou-se a sétima como sendo a de transferência de energia pelo fato de ser nesta etapa onde este processo é significativo.

**8ª Etapa ( $t_7, t_0$ ): 2ª Etapa Ressonante - Fig. 1.4 (h)**

A chave  $S_1$  é bloqueada sob tensão nula no instante  $t=t_7$ . Neste mesmo instante a chave  $S_4$  é comandada à conduzir, passando a fluir uma corrente senoidal através da mesma e do diodo  $D_5$ .

Durante este intervalo, ocorre a carga e a descarga dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ , respectivamente, até que no instante  $t_0$   $V_{C2}=0$ , fazendo com que os diodos  $D_2$ ,  $D_4$  e  $D_6$  entrem em condução reiniciando o período de chaveamento.



**Fig. 1.4 - Etapas de funcionamento**

### 1.2.3 Formas de Onda

As principais formas de onda são vistas a seguir na figura 1.5. Nesta figura, deve-se entender cada semicondutor como sendo composto pela chave propriamente dita e pelo diodo reverso, tal como ocorre com os MOSFET's.

Na base da figura, estão mostrados, esquematicamente, os intervalos de comando das chaves de potência. Será visto, posteriormente, que este

comando ficará ainda mais simplificado com a operação dos semicondutores principais no modo tiristor-dual.

Pode-se verificar também, o detalhe das comutações em cada chave e constatar o caráter não dissipativo das mesmas.

Observa-se, do ponto de vista teórico, que em momento algum, qualquer **stress** adicional de tensão ou corrente, ocorre nos interruptores de potência, e que o maior valor de tensão nos componentes é igual ao do barramento DC.

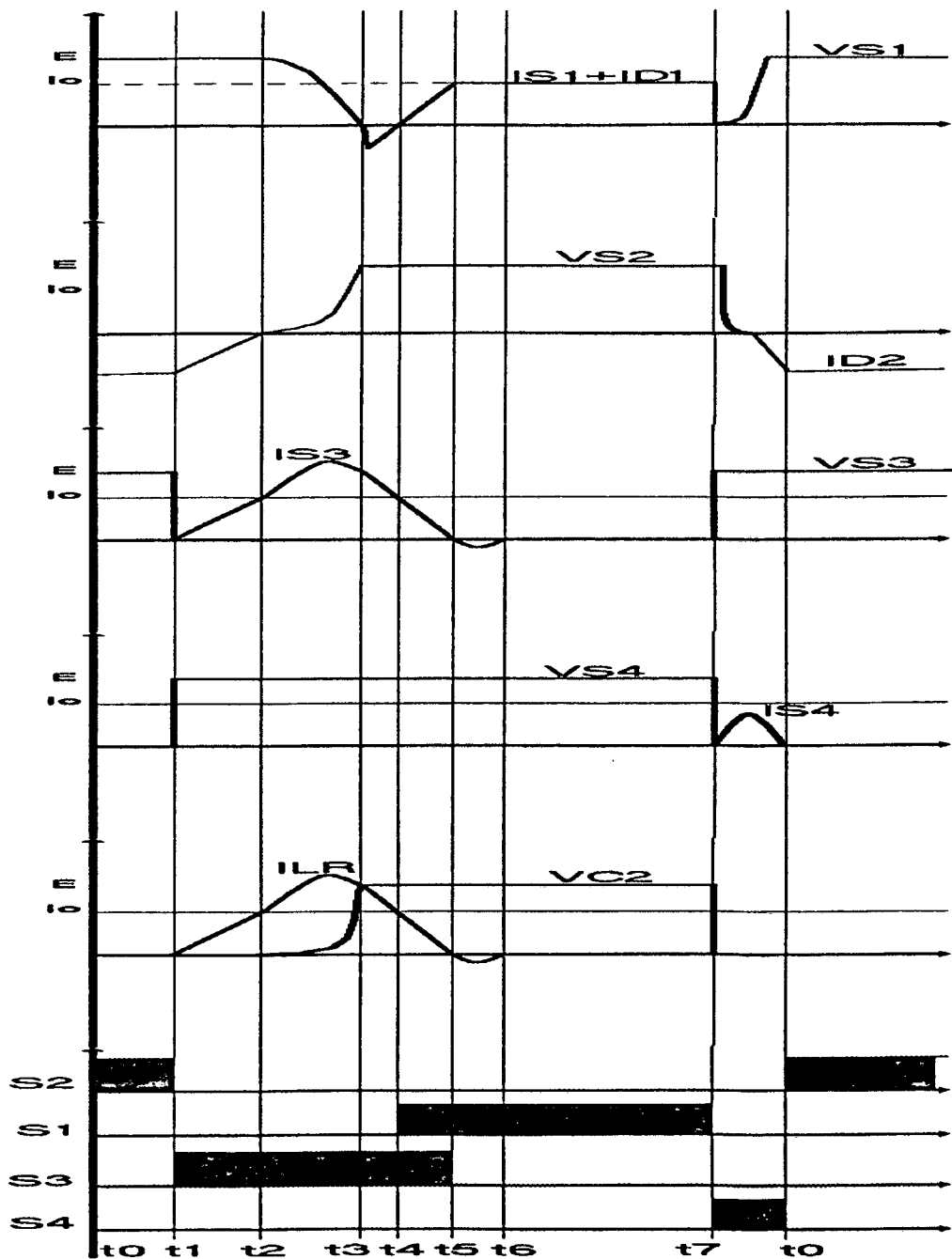


Fig. 1.5 Principais formas de onda

## 1.3 ANÁLISE QUANTITATIVA

### 1.3.1 - Definição de Parâmetros e Normalizações:

Com o intuito de se estabelecer algumas grandezas importantes do circuito em questão, tais como: capacitâncias ressonantes, indutâncias ressonantes e tempo de duração de cada etapa, faz-se necessário determinar o equacionamento que explicita a evolução das principais grandezas elétricas.

Para efeito de simplificação utilizar-se-ão alguns parâmetros definidos matematicamente a seguir:

Seja a impedância característica definida por:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \quad (1.1)$$

onde :  $L_R$  - indutância ressonante

$C_R$  - capacitância ressonante

A frequência de ressonância (em rad/seg.) é definida por:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}} = 2 \pi f_0 \quad (1.2)$$

E a condutância normalizada ( $\alpha$ ) dada por:

$$\alpha = \frac{Z_0 I_0}{E_i} \quad (1.3)$$

onde :  $I_0$  - Corrente Máxima de carga

$E_i$  - Tensão de Normalização (Adota-se  $E_i$  com valor igual a tensão do barramento DC)

Considerando-se os parâmetros acima definidos, é possível normalizar todas as equações de tensão e corrente nos componentes do circuito da figura 1.3 pela convenção a seguir:

- Para a normalização de tensão, adota-se a seguinte notação:

$$\overline{V}_x = \frac{V_x}{E_i} \quad (1.4)$$

onde : -  $\overline{V}_x$  - Tensão normalizada no componente x  
 $V_x$  - Tensão no componente x

- Para a normalização da corrente a notação adotada é:

$$\overline{I}_x = \frac{I_x \alpha}{I_0} \quad (1.5)$$

onde:  $\overline{I}_x$  - corrente normalizada que flui no componente x.  
 $I_x$  - corrente fluindo através do componente x.

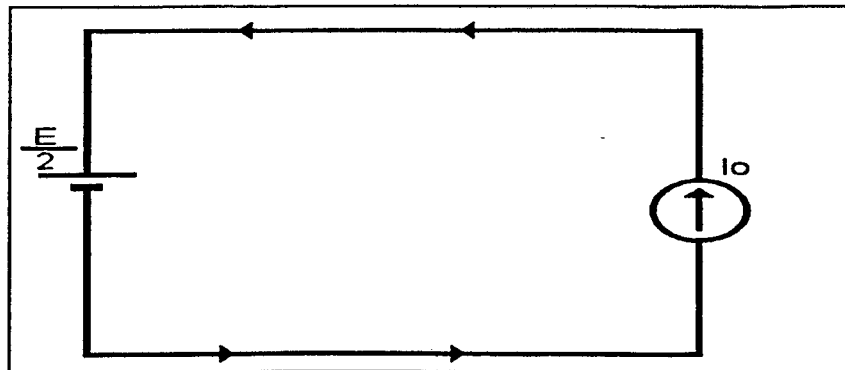
### 1.3.2 - Equacionamento Básico das Etapas de funcionamento:

Nesta seção, será feita uma análise matemática de cada etapa de funcionamento, ressaltando-se as grandezas mais relevantes:

#### .1ª Etapa ( $t_0, t_1$ ) :

Conforme foi visto na seção 1.2.2, nesta etapa, estão conduzindo os diodos  $D_2$ ,  $D_4$  e  $D_6$ .

Como a corrente que flui através de  $D_4$  e  $D_6$  tem um valor muito pequeno, pode-se desprezá-la sem qualquer prejuízo à análise matemática. Posto isto, deve-se entender a etapa de funcionamento, como está mostrada na figura 1.6.



**Fig. 1.6 - Primeira etapa de funcionamento**

O que leva a seguinte expressão:

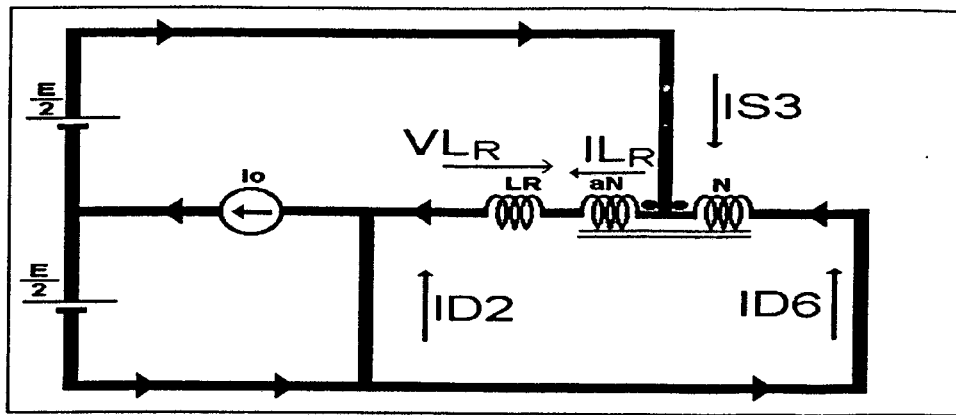


$$I_{D_2} \approx I_0 \quad (1.6)$$

O intervalo de tempo  $\Delta t_1$  é definido pelo instante de disparo da chave  $S_3$ , que é função da modulação adotada.

### .2ª Etapa ( $t_1, t_2$ ) :

O circuito que representa esta etapa está mostrado a seguir:



**Fig. 1.7 - Segunda etapa de funcionamento**

Nesta etapa, a tensão sobre o indutor ressonante é constante e vale:

$$V_{L_R} = (1 - a)E \quad (1.7)$$

onde:  $a$  - relação de espiras do autotransformador

A corrente no indutor ressonante é dada por:

$$I_{L_R} = \frac{1}{L_R} \int_0^t V_{L_R} dt \quad (1.8)$$

$$I_{L_R} = (1 - a) \frac{E}{L_R} t \quad (1.9)$$

Adotando-se a normalização vista em (1.5),

$$\overline{I_{L_R}} = (1 - a) \omega_0 t \quad (1.10)$$

A corrente normalizada no diodo D<sub>2</sub> é dada por:

$$\overline{I_{D_2}} = \alpha - \overline{I_{L_R}} \quad (1.11)$$

E as demais correntes:

$$\overline{I_{D_6}} = a \overline{I_{L_R}} \quad (1.12)$$

$$\overline{I_{S_3}} = (1 - a) \overline{I_{L_R}} \quad (1.13)$$

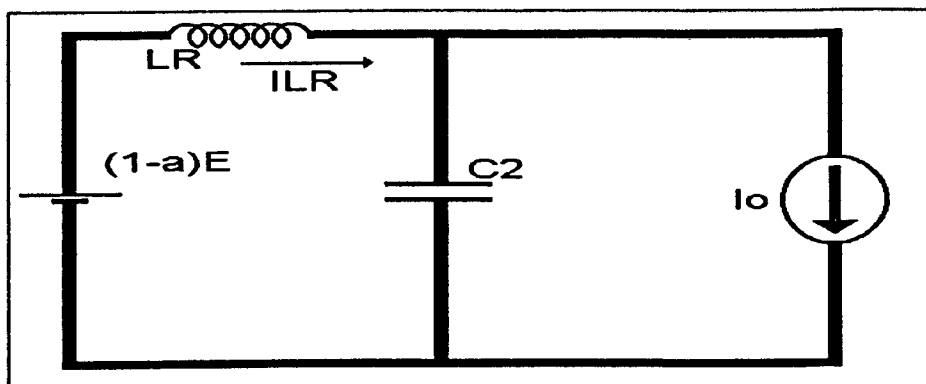
- Determinação do intervalo  $\Delta t_2$ :

Este intervalo termina quando, na expressão (1.9),  $I_{L_R} = I_0$ . Isto implica que  $I_{L_R} = \alpha$ . Logo, substituindo na expressão (1.10) se obtém :

$$\Delta t_2 = \frac{\alpha}{(1 - a) \omega_0} \quad (1.14)$$

### **.3ª Etapa (t<sub>2</sub>,t<sub>3</sub>) :**

A etapa ressonante pode ser representada pelo seguinte circuito simplificado visto na figura 1.8.



**Fig. 1.8 - Terceira etapa de funcionamento**

As equações de tensão e corrente nos elementos ressonantes podem ser obtidas de [13] e são escritas da seguinte forma:

$$V_{C_2}(t) = (1-a)E - [(1-a)E - V_{C_0}] \cos \omega_0 t + Z_0(I_{L_0} - I_0) \sin \omega_0 t \quad (1.15)$$

$$I_{L_R}(t) = I_0 + (I_{L_0} - I_0) \cos \omega_0 t + \sqrt{\frac{C_2}{L_R}} [(1-a)E - V_{C_0}] \sin \omega_0 t \quad (1.16)$$

Onde :  $V_{C_0}$  - tensão inicial no capacitor  $C_2$

$I_{L_0}$  - corrente inicial no indutor ressonante  $L_R$

Como para este caso  $V_{C_0}=0$  e  $I_{L_0}=I_0$ , tem-se que:

$$V_{C_2}(t) = (1-a)E(1 - \cos \omega_0 t) \quad (1.17)$$

$$I_{L_R}(t) = \sqrt{\frac{C_2}{L_R}}(1-a)E \sin \omega_0 t + I_0 \quad (1.18)$$

Que normalizadas são:

$$\overline{V_{C_2}} = (1-a)(1 - \cos \omega_0 t) \quad (1.19)$$

$$\overline{I_{L_R}} = \alpha + (1-a) \sin \omega_0 t + I_0 \quad (1.20)$$

- Determinação do intervalo  $\Delta t_3$ :

Pela equação (1.19), pode-se verificar que quando  $\overline{V_{C_2}}=1$ , tem-se:

$$1 = (1-a)(1 - \cos \omega_0 \Delta t_3) \quad (1.21)$$

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_0} \cos^{-1} \left( \frac{-a}{1-a} \right) \quad (1.22)$$

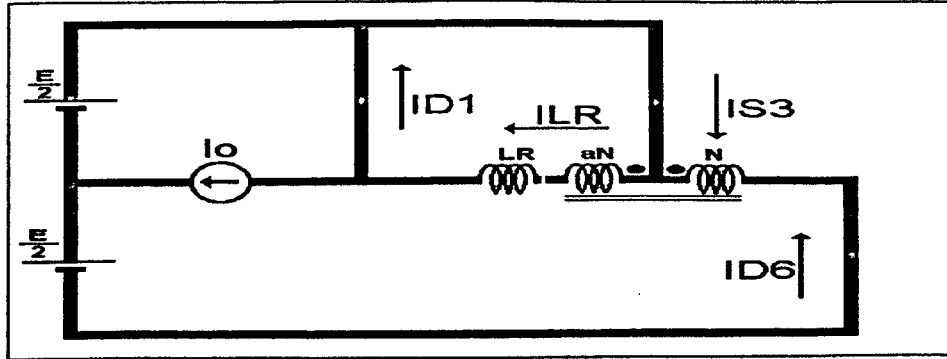
fazendo :

$$\beta = \cos^{-1} \left( \frac{-a}{1-a} \right) \quad (1.23)$$

$$\Delta t_3 = \frac{\beta}{\omega_0} \quad (1.24)$$

#### **.4ª Etapa (t<sub>3</sub>,t<sub>4</sub>) :**

Nesta etapa, a corrente no indutor ressonante decresce linearmente e o excesso de corrente de carga circula pelo diodo D<sub>1</sub>, até o instante t<sub>4</sub>, quando I<sub>LR</sub>=I<sub>0</sub>, conforme pode ser visto na figura 1.9.



**Fig. 1.9 - Quarta etapa de funcionamento**

A corrente no indutor ressonante para o intervalo  $\Delta t_4$ , vale:

$$I_{LR} = I_{LR}(t_3) - \frac{aE}{L_R} t \quad (1.25)$$

Pela equação (1.18), tem-se que:

$$I_{LR}(t_3) = \sqrt{\frac{C_2}{L_R}} (1-a) E \sin \omega_0 \Delta t_3 + I_0 \quad (1.26)$$

Normalizando-se as equações (1.25) e (1.26) e utilizando-se o valor de  $\Delta t_3$  visto na equação (1.24), tem-se que:

$$\overline{I_{LR}} = \alpha + (1-a) \sin \beta - a \omega_0 t \quad (1.27)$$

- Corrente normalizada nos semicondutores:

$$\overline{I_{D6}} = a \overline{I_{LR}} \quad (1.28)$$

$$\overline{I_{S3}} = (1-a) \overline{I_{LR}} \quad (1.29)$$

$$\overline{I_{D1}} = \overline{I_{LR}} - \alpha \quad (1.30)$$

- Determinação do intervalo  $\Delta t_4$ :

Ao final desta etapa, a corrente no indutor ressonante vale  $I_0$ , ou de forma normalizada:

$$\overline{I_{L_R}} = \alpha \quad (1.31)$$

Fazendo  $\overline{I_{L_R}}(t_4) = \alpha$  e  $t = \Delta t_4$  na expressão (1.27) se obtém:

$$\alpha = \alpha + (1 - a) \sin \beta - a \omega_0 \Delta t_4 \quad (1.32)$$

$$\Delta t_4 = \frac{(1 - a)}{a \omega_0} \sin \beta \quad (1.33)$$

Fazendo:

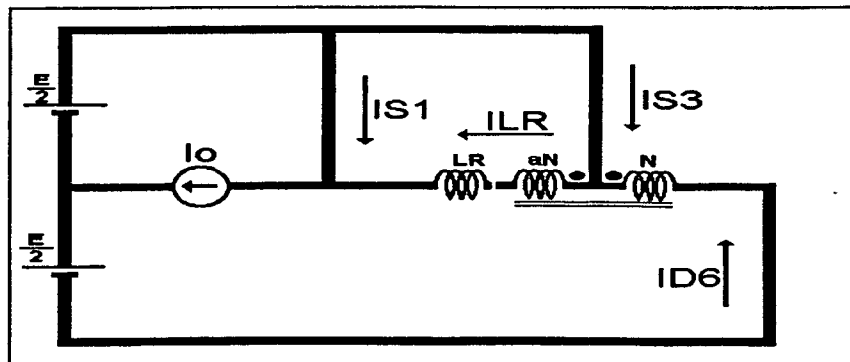
$$\gamma = (1 - a) \sin \beta \quad (1.34)$$

$$\Delta t_4 = \frac{\gamma}{a \omega_0} \quad (1.35)$$

### **.5ª Etapa ( $t_4, t_5$ ) :**

No intervalo  $\Delta t_5$ , o diodo  $D_1$  deixa de conduzir, passando a conduzir a chave  $S_1$ .

A figura 1.10 representa esta etapa:



**Fig. 1.10 - Quinta etapa de funcionamento**

Observe que, topologicamente, os circuitos que representam as etapas

4ª e 5ª são idênticos, com a diferença de que na 5ª etapa, S<sub>1</sub> conduz a corrente I<sub>0</sub>-I<sub>LR</sub>.

A corrente no indutor ressonante é obtida a partir da seguinte expressão:

$$I_{LR} = I_0 - \frac{aE}{L_R}t \quad (1.36)$$

Sendo a equação (1.34) normalizada, conforme expressão (1.5), se obtém:

$$\overline{I_{LR}} = \alpha - a\omega_0 t \quad (1.37)$$

As correntes normalizadas nos demais componentes são vistas a seguir:

- Chave S<sub>1</sub>:

$$\overline{I_{S_1}} = \alpha - \overline{I_{LR}} \quad (1.38)$$

- Chave S<sub>3</sub>:

$$\overline{I_{S_3}} = (1 - a)\overline{I_{LR}} \quad (1.39)$$

- Diodo D<sub>6</sub>:

$$\overline{I_{D_6}} = a\overline{I_{LR}} \quad (1.40)$$

- Determinação do intervalo Δt<sub>5</sub>:

No instante t=t<sub>5</sub>, a corrente no indutor ressonante é nula. Substituindo I<sub>LR</sub>(t<sub>5</sub>)=0 e t = Δt<sub>5</sub> na expressão (1.34) e normalizando, obtém-se:

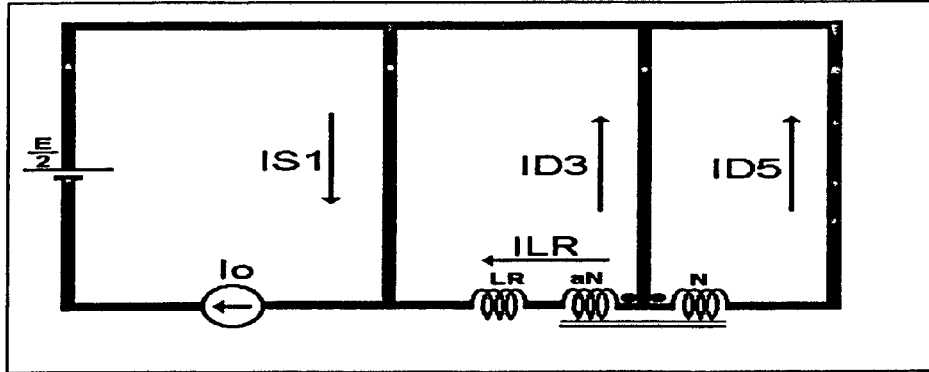
$$0 = \alpha - a\omega_0 \Delta t_5 \quad (1.41)$$

Logo:

$$\Delta t_5 = \frac{\alpha}{a \omega_0} \quad (1.42)$$

### **.6ª Etapa (t<sub>5</sub>,t<sub>6</sub>) :**

Nesta etapa, estão conduzindo a chave S<sub>1</sub> e os diodos D<sub>3</sub> e D<sub>5</sub>, conforme pode ser visto na figura 1.11:



**Fig. 1.11 - Sexta etapa de funcionamento**

As correntes nos diodos D<sub>3</sub> e D<sub>5</sub> são desprezíveis e correspondem a desmagnetização do autotransformador.

A corrente em S<sub>1</sub> pode ser aproximada por:

$$I_{S_1} \approx I_0 \quad (1.43)$$

O intervalo de tempo Δt<sub>6</sub> é bastante pequeno e depende da indutância de magnetização do autotransformador.

### **.7ª Etapa (t<sub>6</sub>,t<sub>7</sub>) :**

Durante esta etapa somente a chave S<sub>1</sub> encontra-se conduzindo, conforme pode ser visto na figura 1.4 - (g).

A corrente em S<sub>1</sub> é dada por:

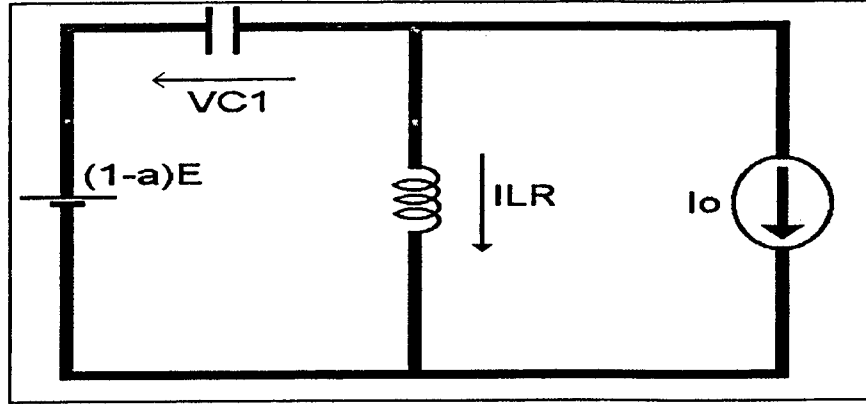
$$I_{S_1} = I_0 \quad (1.44)$$

O intervalo de tempo Δt<sub>7</sub> é definido pelo instante de disparo da chave

$S_4$ , que é função da modulação adotada.

**.8ª Etapa ( $t_7, t_0$ ) :**

De maneira similar ao que ocorre na 3ª etapa, o intervalo  $\Delta t_8$  pode ser representado por um circuito simplificado, visto a seguir:



**Fig. 1.12 - Oitava etapa de funcionamento**

As equações de tensão e corrente nos elementos ressonantes são obtidas de [13] e estão descritas a seguir:

$$V_{C_1}(t) = [V_{C_0} - E(1-a)] \cos \omega_0 t + Z_0 I_{L_0} \sin \omega_0 t + E(1-a) \quad (1.45)$$

$$I_{L_R}(t) = -\sqrt{\frac{C_1}{L_R}} [V_{C_0} - E(1-a)] \sin \omega_0 t + I_{L_0} \cos \omega_0 t \quad (1.46)$$

Como  $V_{C_0}=0$  e  $I_{L_0}=0$ , tem-se que:

$$V_{C_1}(t) = -E(1-a) \cos \omega_0 t + E(1-a) \quad (1.47)$$

$$I_{L_R}(t) = \sqrt{\frac{C_1}{L_R}} E(1-a) \sin \omega_0 t \quad (1.48)$$

Que normalizadas são:

$$\overline{V_{C_1}} = (1-a)(1 - \cos \omega_0 t) \quad (1.49)$$



$$\overline{I_{LR}} = (1 - a) \sin \omega_0 t \quad (1.50)$$

- Determinação do intervalo  $\Delta t_8$ :

Pela equação (1.47) e figura 1.5, pode-se verificar que no instante em que  $V_{C1}=1$  esta etapa encontra-se em sua metade. Desta forma, substituindo este valor em (1.47), obter-se-á:

$$1 = (1 - a) \left( 1 - \cos \omega_0 \frac{\Delta t_8}{2} \right) \quad (1.51)$$

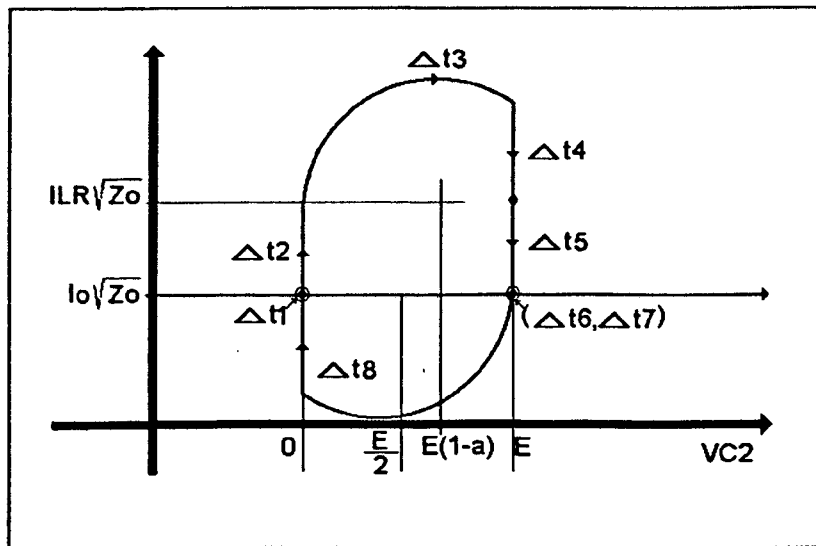
Logo:

$$\Delta t_8 = \frac{2\beta}{\omega_0} \quad (1.52)$$

### 1.3.3 - Plano de Fase

Com base nas equações de tensão e corrente obtidas nos elementos ressonantes, nas etapas descritas anteriormente, é possível traçar um plano de fase capaz de apresentar dados bastante relevantes acerca do funcionamento do conversor em questão.

Este plano de fase está mostrado na figura 1.13, vista logo a seguir:



**Fig. 1.13 - Plano de fase**

Através da análise da primeira etapa ressonante (3ª etapa de funcionamento), pode-se constatar que o semi-círculo superior do plano de fase, da figura 1.13, tem centro no ponto  $[(1-a)E, I_0(L_R/C_R)^{1/2}]$ , [13]. Fica claro que a etapa ressonante não se completará se o ponto central do semi-círculo não ultrapassar a metade do plano de fase, ou seja, só haverá comutação não dissipativa se:

$$(1 - a)E > \frac{E}{2} \quad (1.53)$$

o que implica que o valor de  $a$  deve, necessariamente, encontrar-se no seguinte intervalo:

$$0 < a < \frac{1}{2} \quad (1.54)$$

Uma maneira de se compreender qualitativamente a necessidade da relação de espiras  $a$  do autotransformador estar limitada pelo referido intervalo, é a seguinte: Durante a 1ª etapa ressonante, o capacitor  $C_1$  encontra-se em processo de descarga. Só haverá comutação ZVS, se este capacitor descarregar completamente, ficando submetido à tensão nula. A análise do plano de fase mostra que o limite no qual isto ocorre, dá-se com uma relação de espiras  $a=0,5$ , portanto, uma escolha inadequada de  $a$ , levaria a uma oscilação de tensão sobre os capacitores ressonantes, sem haver possibilidade de uma comutação não dissipativa das chaves principais.

## 1.4 - CONCLUSÕES :

Neste capítulo, foi apresentada a célula de comutação ZVS-PWM-GEPAE como uma alternativa para obtenção de comutação não dissipativa (ZVS) de conversores PWM convencionais.

Foram verificadas, através da análise teórica de um inversor tipo **half-bridge** com célula de comutação ZVS, formas de onda de tensão e corrente nos principais componentes do circuito, podendo-se constatar o seguinte: A) A comutação das chaves e dos diodos principais do inversor ocorre sob

tensão nula (ZVS) desde carga nula até carga nominal; B) A comutação das chaves auxiliares ocorre sob corrente nula (ZCS); C) Nenhum **stress** de tensão ou corrente adicional nas chaves principais em relação aos conversores PWM convencionais ocorre; D) A menos das transições ressonantes, que são extremamente rápidas, todas as formas de onda de tensão e corrente nas chaves são tipicamente oriundas da modulação PWM.

Através de uma análise matemática, determinou-se a evolução das grandezas mais relevantes em cada modo de funcionamento, sendo desta forma possível expressar os intervalos de tempo em cada etapa.

Tendo por base estes resultados, estabeleceu-se o plano de fase do conversor em questão e através do mesmo foi possível determinar a faixa de variação da relação de espiras do autotransformador para que o inversor possa operar com comutação não dissipativa. Ficou estabelecido que o número de espiras do secundário deve ser no mínimo duas vezes maior que a do primário, ou de outra maneira,  $0 < a < 0,5$ .

## **CAPÍTULO II**

### **ESTUDO DA MODULAÇÃO PWM SENOIDAL A DOIS NÍVEIS E DETERMINAÇÃO DE ÁBACOS PARA PROJETO**

#### **2.1 - INTRODUÇÃO :**

Foi visto no capítulo anterior o princípio de operação de um conversor PWM convencional quando associado à célula de comutação ZVS apresentada na figura 1.1.

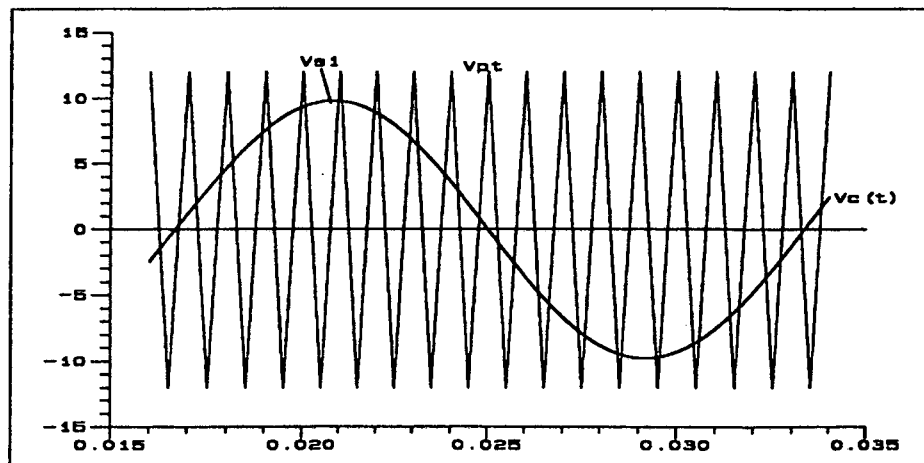
Neste capítulo será estudada a operação do inversor tipo **full-bridge** com célula de comutação ZVS, atuando com uma modulação por largura de pulso (PWM) senoidal, visando determinar grandezas importantes tais como: valores eficazes de corrente nas chaves e diodos principais, bem como correntes de pico máximas nas chaves auxiliares e indutor ressonante.

Dentre os diversos tipos de modulação existentes para inversores de tensão, optou-se pela modulação por largura de pulso senoidal a dois níveis, devido ao fato do inversor proposto na figura 1.2 operar em alta frequência, o que provoca o deslocamento da ordem das harmônicas das formas de onda de saída para valores elevados, que são mais fáceis de filtrar.

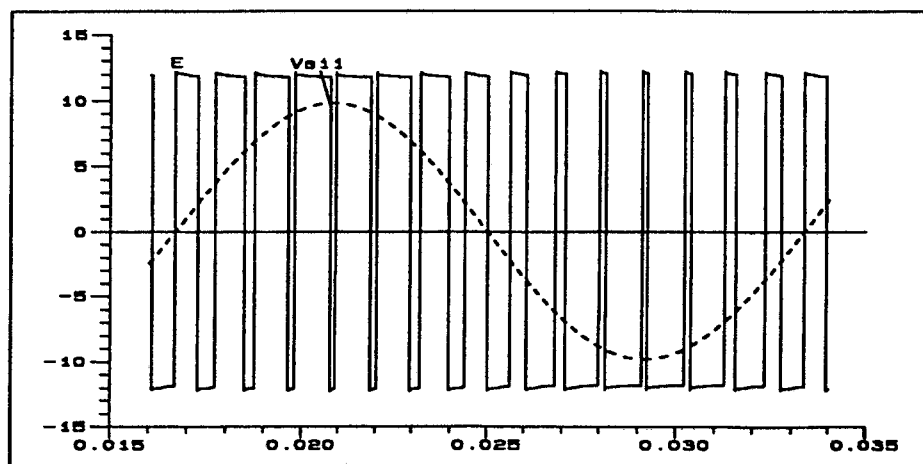
#### **2.2 - MODULAÇÃO PWM SENOIDAL A DOIS NÍVEIS :**

Este tipo de modulação aplicada a um inversor de tensão tem por objetivo produzir uma forma de onda de tensão na carga que se aproxime de uma senoide, ou seja, deve possuir somente harmônicas de ordem elevada (com excessão da fundamental), com pequeno valor de amplitude.

A modulação PWM senoidal a dois níveis é obtida da seguinte forma: Um sinal de controle senoidal  $V_C(t)$ , numa determinada frequência  $f_1$ , é comparado com uma forma de onda triangular, conforme pode ser visto na figura 2.1-(a).



(a)



(b)

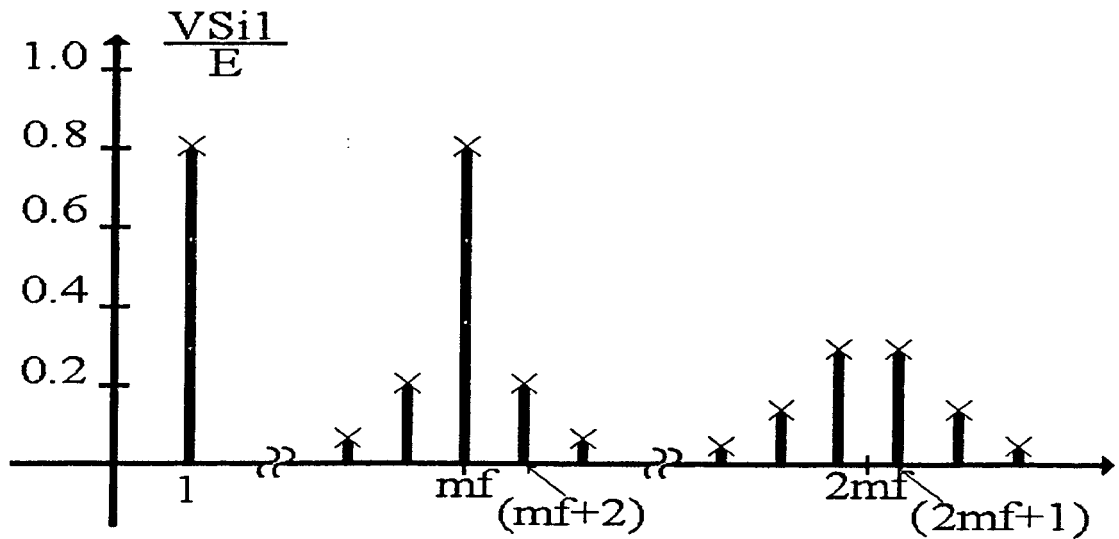
**Fig. 2.1 - Formas de Onda da Modulação PWM senoidal a dois níveis: (a) Sinais de Controle; (b) Tensão de saída.**

A frequência da forma de onda triangular, (também chamada de frequência portadora) estabelece a frequência média da modulação PWM senoidal a dois níveis ( $f_s$ ), para uma amplitude do sinal triangular ( $V_{pt}$ ) constante.

O sinal de controle  $V_C(t)$  é usado para modular a taxa de chaveamento e tem frequência  $f_1$  que é a frequência fundamental desejada para a tensão de saída do inversor. ( $f_1$  também é chamada de frequência moduladora). A amplitude do sinal  $V_C(t)$  é variável, sendo que, por intermédio desta variação, é feita a regulação da amplitude da onda de tensão fundamental de saída.

A figura 2.1-(b) mostra a forma de onda de tensão de saída, bem como a sua componente fundamental.

Pode-se verificar na figura 2.2 o espectro harmônico típico da forma de onda de saída mostrada na figura 2.1-(b):



**Fig. 2.2 - Espectro Harmônico típico da forma de onda de saída de uma modulação PWM senoidal a dois níveis.**

A partir das figuras 2.1 (a)-(b) e 2.2 pode-se fazer as seguinte considerações, desde que a **portadora** opere em alta freqüência :[2]

1) A amplitude da componente de freqüência fundamental  $V_{Si1}$  é  **$M$**  vezes a tensão do barramento DC, onde  **$M$**  é definido como fator de modulação.

O fator de modulação  **$M$**  estabelece a proporção entre a amplitude máxima da tensão de controle  $V_{S1}$  e o valor de pico da tensão triangular  $V_{pt}$ , conforme a seguinte expressão:

$$M = \frac{V_{S1}}{V_{pt}} \quad (2.1)$$

Esta é uma característica muito importante da modulação PWM senoidal a dois níveis, já que através dela torna-se possível o controle linear da tensão fundamental de saída;

2) O conteúdo harmônico da forma de onda de tensão na saída do inversor aparece como **bandas de freqüência** situadas ao redor da freqüência média de modulação ( $f_s$ ) e seus múltiplos, ou seja, em torno das

harmônicas  $m_f$ ,  $2m_f$ ,  $3m_f$  e assim por diante, onde  $m_f$  é a relação entre a frequência  $f_s$  e a frequência fundamental da forma de onda de saída  $f_1$ , dada pela seguinte expressão:

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (2.2)$$

Este padrão geral permanece verdadeiro em todos os valores de  $M$  no intervalo de 0 a 1;

3) É vantajoso escolher um valor inteiro para  $m_f$ , pois assim procedendo obtém-se uma forma de onda de saída que apresenta simetria de meia onda e quarto de onda, o que simplifica consideravelmente a análise de Fourier da tensão.

A forma de onda de tensão de saída, vista na figura 2.1 (b), pode ser decomposta em uma série de Fourier apresentada a seguir:

$$V(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \sin(n\omega t) + b_n \cos(n\omega t)] \quad (2.3)$$

onde:

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} V(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t) \quad (2.4)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} V(\omega t) \cos(n\omega t) d(\omega t) \quad (2.5)$$

Devido  $V(\omega t)$  possuir simetria de meia onda tem-se que  $a_n=0$  e  $b_n=0$  para todo  $n$  par. Por simetria de quarto de onda,  $b_n=0$  para todo  $n$ . Portanto, só existem os termos  $a_n$  para todo  $n$  ímpar.

O valor de  $a_n$  é dado por [14,15] :

$$a_n = \frac{4}{n\pi} \left[ 1 + 2 \sum_{k=1}^m (-1)^k \cos(n\alpha_k) \right] \quad (2.6)$$

onde:  $n = 1, 3, 5, \dots$

$m$  - número de pulsos por meio período de modulação

$\alpha_k$  - ângulos de transição da modulação PWM senoidal a dois níveis compreendidos em um quarto de onda  $[0^\circ, 90^\circ]$

Portanto,  $V(\omega t)$  é dado por:

$$V(\omega t) = E \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin(n\omega t) \quad (2.7)$$

onde :  $n = 1, 3, 5, \dots$

### 2.3 - INTERVALOS MÍNIMOS DE CONDUÇÃO ( $\Delta t_{\text{mín}}$ ):

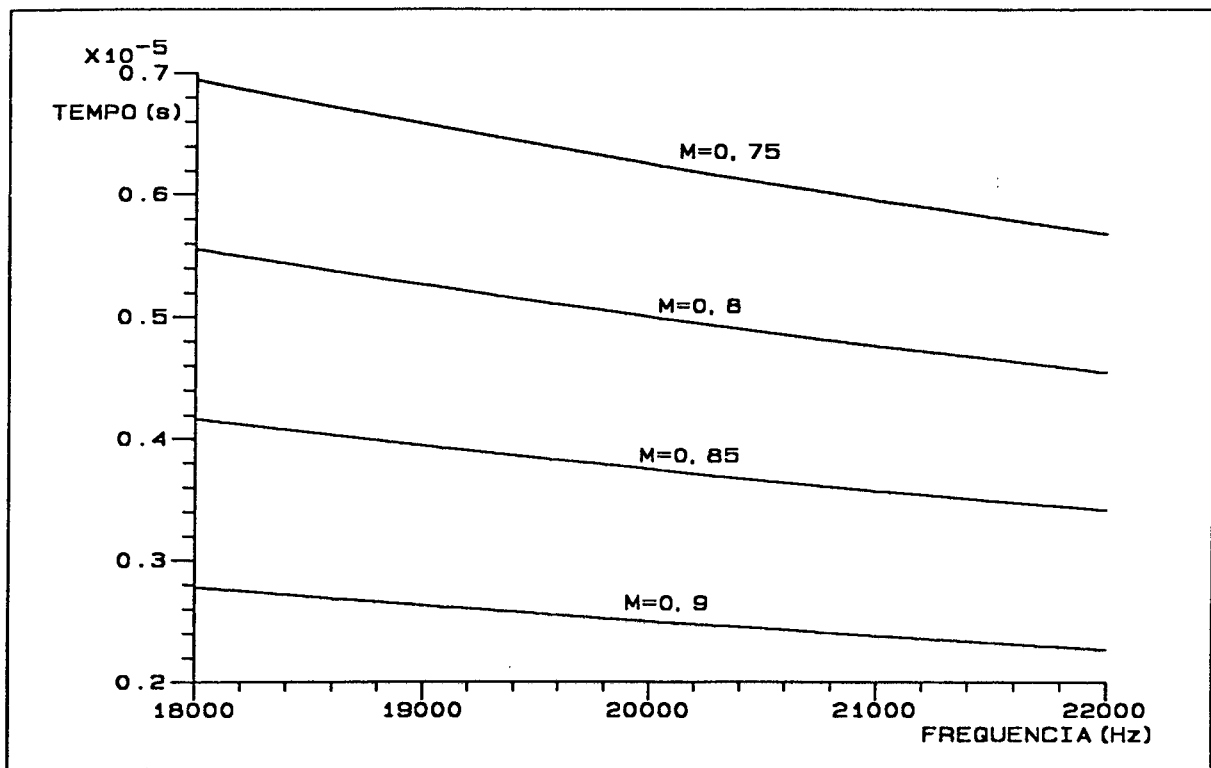
A modulação PWM senoidal a dois níveis, tem como uma de suas características o fato de possuir pulsos com intervalos de condução variáveis, dependentes dos instantes de intersecção das ondas portadora e moduladora.

Analisando-se a figura 2.1 (a)-(b), constata-se a existência de diversos intervalos de condução, dentre os quais, alguns de pequena duração. Torna-se importante determinar o menor intervalo de condução ( $\Delta t_{\text{mín}}$ ) para uma dada frequência média de modulação e fator de modulação  $M$ , objetivando estabelecer condições de projeto que permitam a operação adequada do conversor em qualquer destes intervalos.

Devido a grande quantidade de pulsos requerida pela modulação PWM senoidal a dois níveis, quando se opera em frequência elevada, foi elaborado um programa computacional que relaciona a frequência de média de modulação com o intervalo de tempo mínimo ( $\Delta t_{\text{mín}}$ ), para cada fator de modulação  $M$ . Este programa está apresentado ao final deste trabalho, no apêndice A.

O resultado do programa, acima referido, está apresentado sob a forma de um ábaco na figura 2.3. Nesta figura, pode-se determinar o valor do menor intervalo da modulação PWM senoidal a dois níveis, como função da frequência média de modulação ( $f_s$ ) e para diferentes valores do fator de modulação  $M$ .





**Fig. 2.3 - Ábaco para determinação dos menores intervalos de condução dos interruptores com a modulação PWM senoidal a dois níveis.**

## **2.4 - DETERMINAÇÃO DAS CORRENTES MÉDIAS E EFICAZES :**

### **2.4.1 - Chaves de Potência :**

A fim de se dimensionar os semicondutores, é necessário o conhecimento dos valores médios e eficazes de corrente nos mesmos. Em um inversor regulado por uma modulação do tipo PWM senoidal, o cálculo dos valores eficazes e médios de corrente se torna complexo, uma vez que estes dependem dos instantes de comutação das chaves.

Na figura 2.4, tem-se representada a tensão e a corrente de saída para uma modulação com 15 pulsos por período ( $N_p=15$ ). A tensão de saída é definida pela expressão (2.7). A corrente de saída do inversor está determinada matematicamente em [14] e pode ser expressa da seguinte forma:

$$I_o(\omega t) = E \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n}{|Z_n|} \text{sen}(n\omega t - \phi_n) \quad (2.8)$$

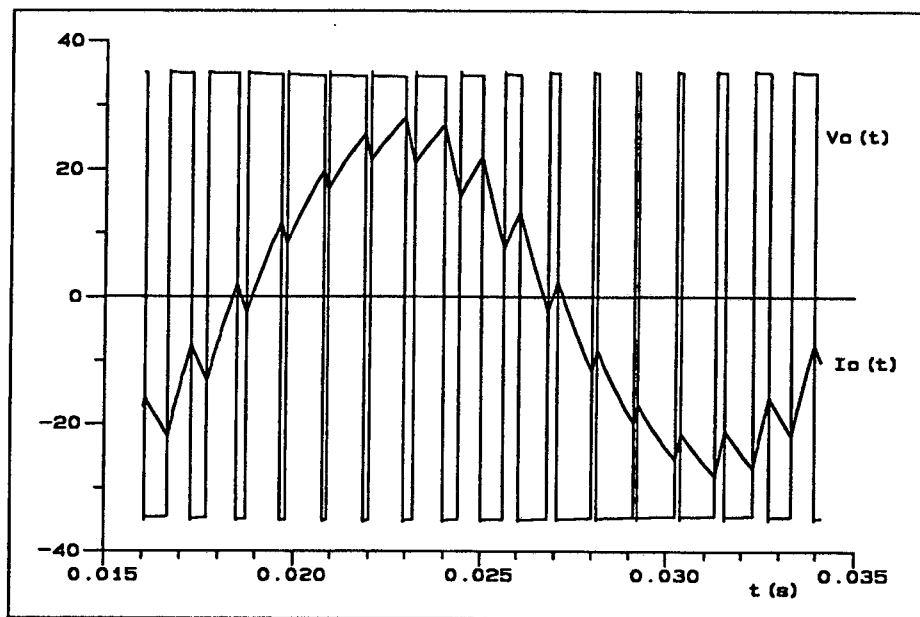
onde:

$$|Z_n| = \sqrt{R^2 + (n\omega L)^2} \quad (2.9)$$

$$\phi_n = \tan^{-1} \left( \frac{n\omega L}{R} \right) \quad (2.10)$$

R - Resistência equivalente de saída

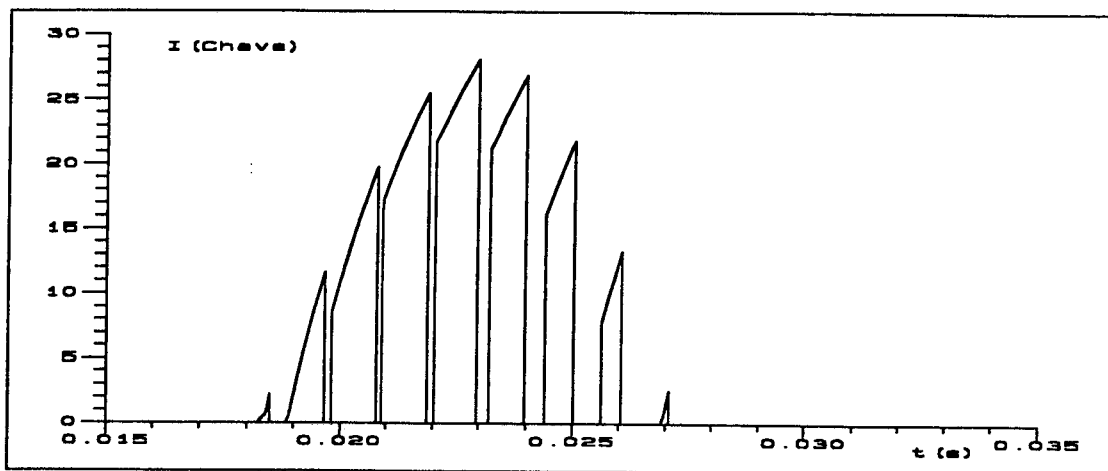
L - Indutância equivalente de saída



**Fig. 2.4 - Tensão e corrente de saída do inversor para 15 pulsos.**

A corrente que flui nas chaves de potência, pode ser vista a seguir na figura 2.5. Não é difícil perceber que esta corrente é uma parcela da corrente de carga, desde que seja desprezada a parte da corrente envolvida no processo de comutação, já que esta não contribui significativamente para a obtenção do valor eficaz de corrente na chave.

Pela observação das figuras 2.4 e 2.5 pode-se constatar que as chaves de potência são comandadas a conduzir quando polarizadas diretamente. Isto significa que, no caso de se integrar estas formas de onda nos intervalos adequados, obter-se-ão os valores médios e eficazes de corrente nos componentes semicondutores.



**Fig. 2.5 - Formas de onda de corrente nas chaves de potência**

Para determinar o valor eficaz de corrente nas chaves principais, deve-se solucionar a seguinte equação:

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int I_0^2(\omega t) d(\omega t)} \quad (2.11)$$

onde  $I_0(\omega t)$  existe nos seguintes intervalos:

$$n_k = 1, 3, 5, \dots, N_p$$

onde :  $n_k$  - Intervalos de transição da modulação PWM senoidal a dois níveis.

$N_p$  - Número de pulsos por período de modulação

No caso do valor médio, integra-se nos mesmos intervalos, sendo que desta feita, através da seguinte expressão:

$$I_{md} = \frac{1}{2\pi} \int I_0(\omega t) d(\omega t) \quad (2.12)$$

A solução das integrais, vistas nas equações (2.11) e (2.12) exige um exacerbado esforço de cálculo. A utilização de métodos analíticos para solucioná-las torna-se inviável, tendo em vista os seguintes aspectos: 1) A necessidade de precisão faz com que se deva calcular uma grande quantidade de harmônicas; 2) Como se emprega uma elevada frequência de chaveamento, o número de pulsos  $N_p$  também é elevado.

Tendo em vista os aspectos supra citados, houve a necessidade de elaboração de um programa computacional que determinasse a solução das equações (2.11) e (2.12). Este programa pode ser encontrado no apêndice B.

Os resultados obtidos estão ordenados sob a forma de ábacos onde estão relacionados a taxa de modulação em frequência  $m_f$ , o valor eficaz ou valor médio de corrente normalizada em função de  $I_{eo}$  e o fator de modulação  $M$ , para um dado valor de fator de potência de carga.

A corrente  $I_{eo}$  representa o valor nominal da corrente de carga e é dada pela seguinte expressão:

$$I_{eo} = \frac{P_{saída}}{V_{1ef}} \quad (2.13)$$

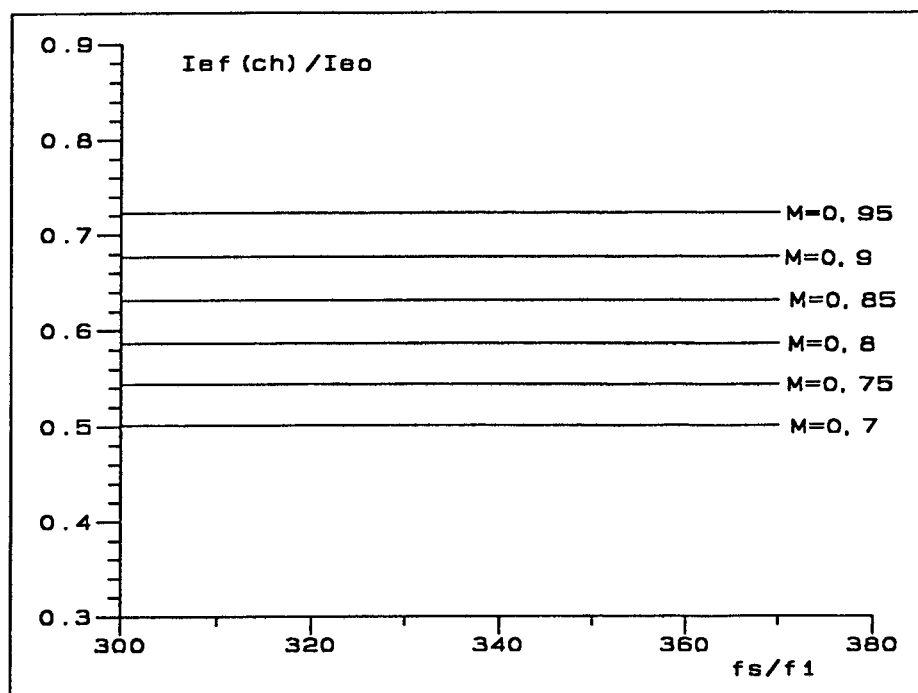
onde:

$P_{saída}$  - Potência de saída do inversor

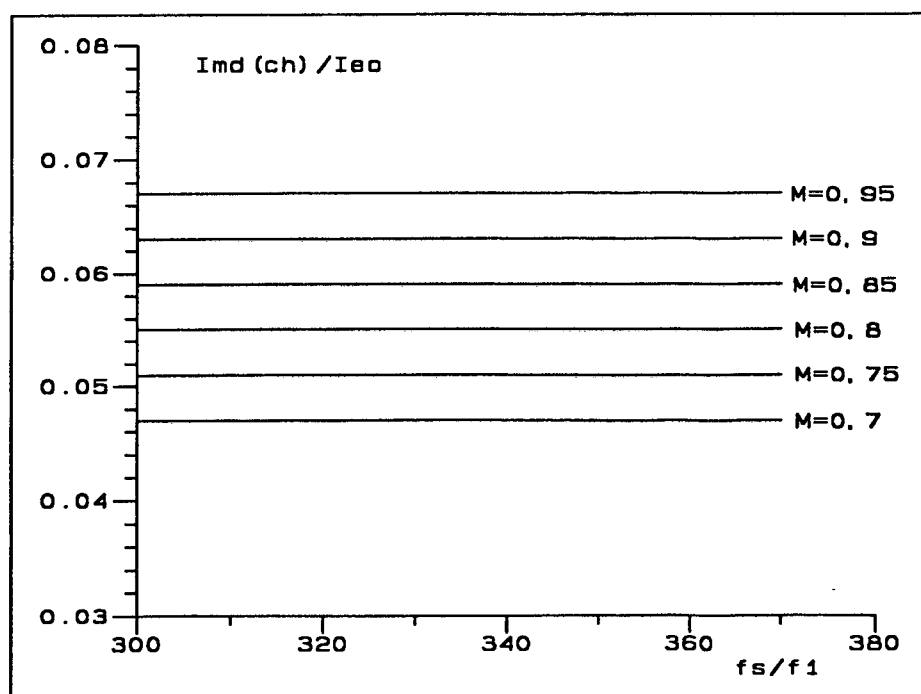
$V_{1ef}$  - Valor eficaz da tensão fundamental de saída

Observa-se nas figuras 2.6 e 2.7, os ábacos obtidos através da análise numérica e que representam os valores de corrente que circulam através das chaves de potência.

Deve-se notar que os valores eficaz e médio de corrente nas chaves principais independem da frequência média de modulação ( $f_s$ ). Isto só é verdadeiro porque se está operando numa faixa em que a quantidade de pulsos é elevada e, portanto, a forma de onda de corrente na saída é estritamente senoidal.

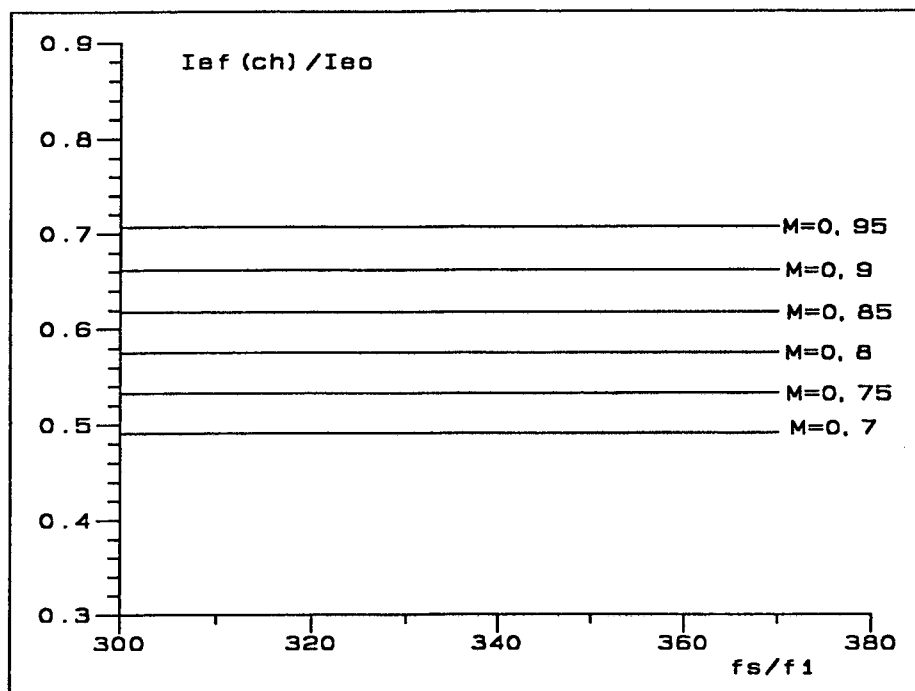


(a)

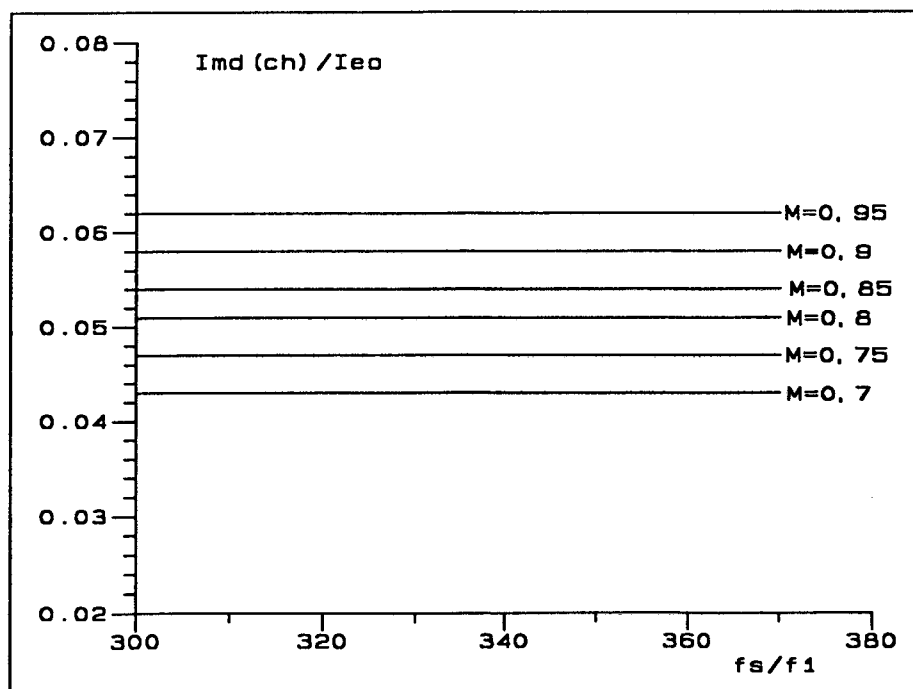


(b)

**Fig. 2.6 - (a) Valor eficaz de corrente parametrizada e (b) Valor médio de corrente parametrizada. Valores nas chaves principais para  $\cos\phi=1$  na carga. e diversos fatores de modulação.**



(a)



(b)

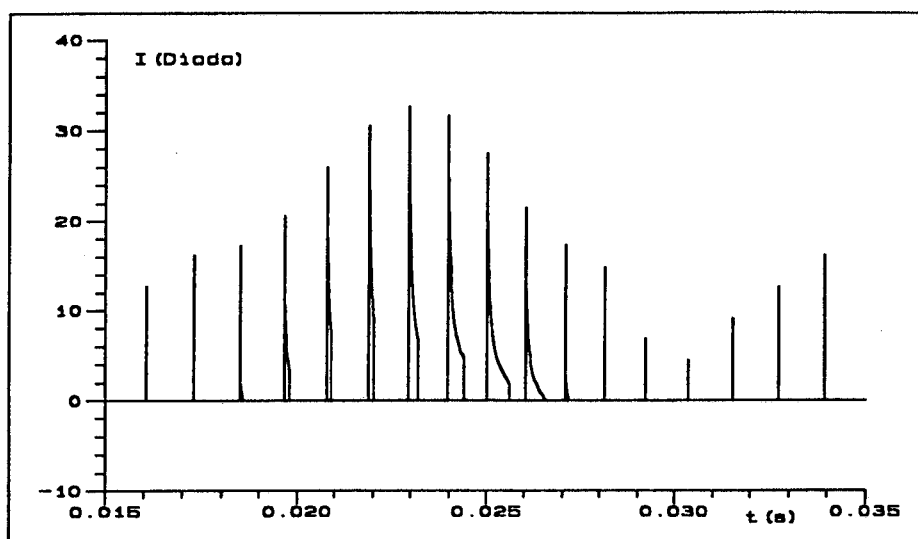
**Fig. 2.7 - (a) Valor eficaz de corrente parametrizada e (b) Valor médio de corrente parametrizada. Valores nas chaves principais para  $\cos\phi=0.9$  na carga e diversos fatores de modulação.**

## 2.4.2 - Diodos Principais :

A determinação dos valores médios e eficazes de corrente nos diodos principais deve ser feita de maneira similar à empregada no cálculo de corrente das chaves de potência.

Observando-se a figura 2.8, que mostra a forma de onda de corrente nos diodos principais, pode-se verificar que esta corrente também é uma parcela da corrente de carga, e ocorre nos intervalos em que as chaves principais não estão conduzindo, ou seja:

$$n_k = 2, 4, 6, \dots, N_p + 1$$



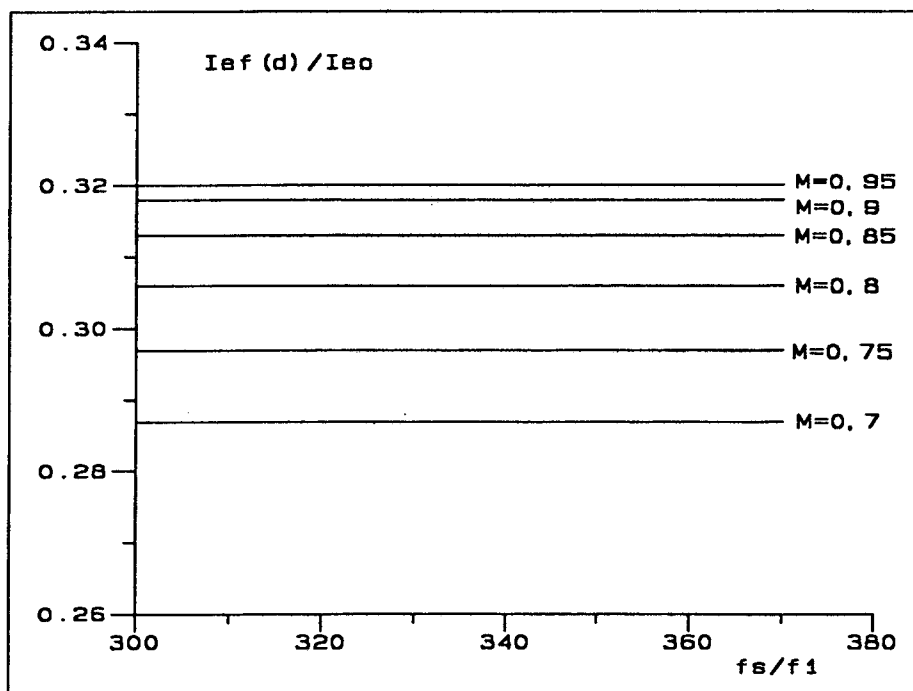
**Fig. 2.8 - Corrente nos diodos principais**

Desta forma, quando da solução das expressões (2.11) e (2.12), deve-se integrar nos intervalos mostrados acima.

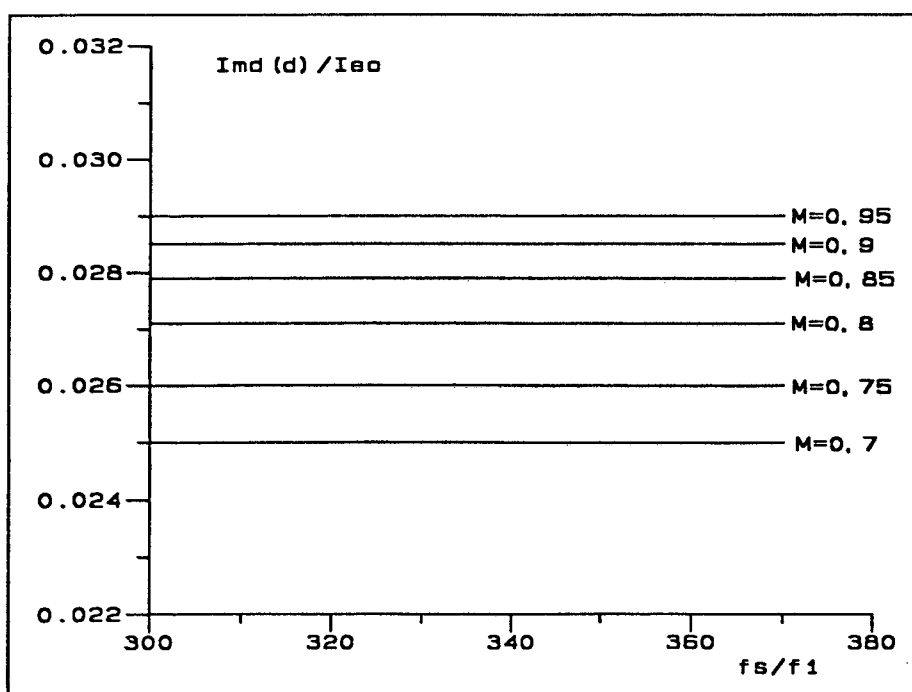
Os ábacos, que determinam os valores eficaz e médio normalizados de corrente nos diodos em função da taxa de modulação em frequência  $m_f$  e para diversos fatores de modulação  $M$ , estão mostrados a seguir nas figuras 2.9 e 2.10 para fatores de potência na carga  $\cos\phi=0,8$  e  $\cos\phi=0,7$  respectivamente.

O motivo para se adotar estes valores de  $\cos\phi$ , no caso dos diodos principais, deve-se ao fato de ser nos fatores de potência mais baixos que maior quantidade de corrente flui pelos semicondutores em questão.

0.216.096-4



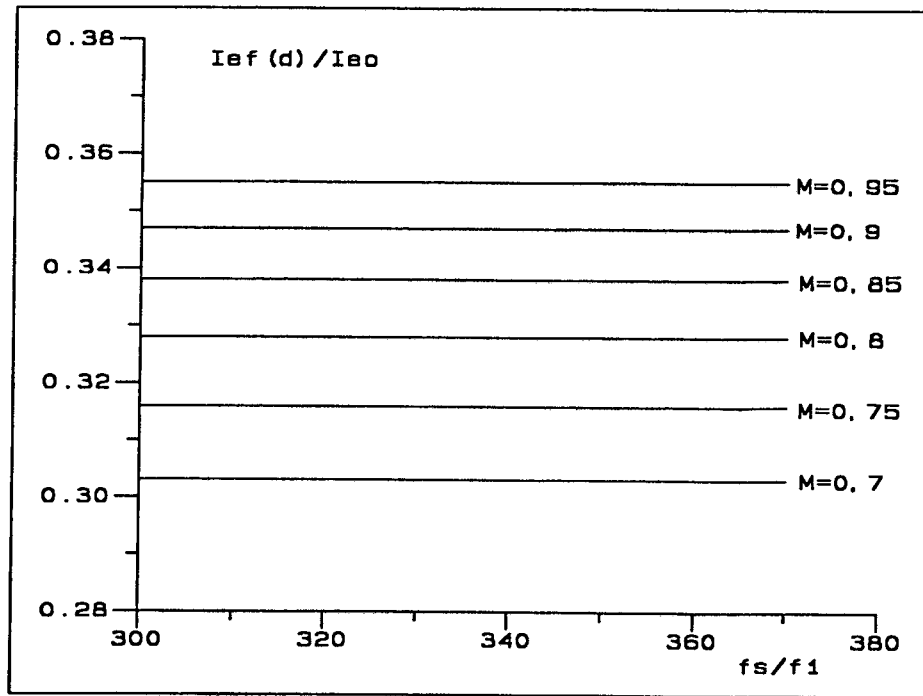
(a)



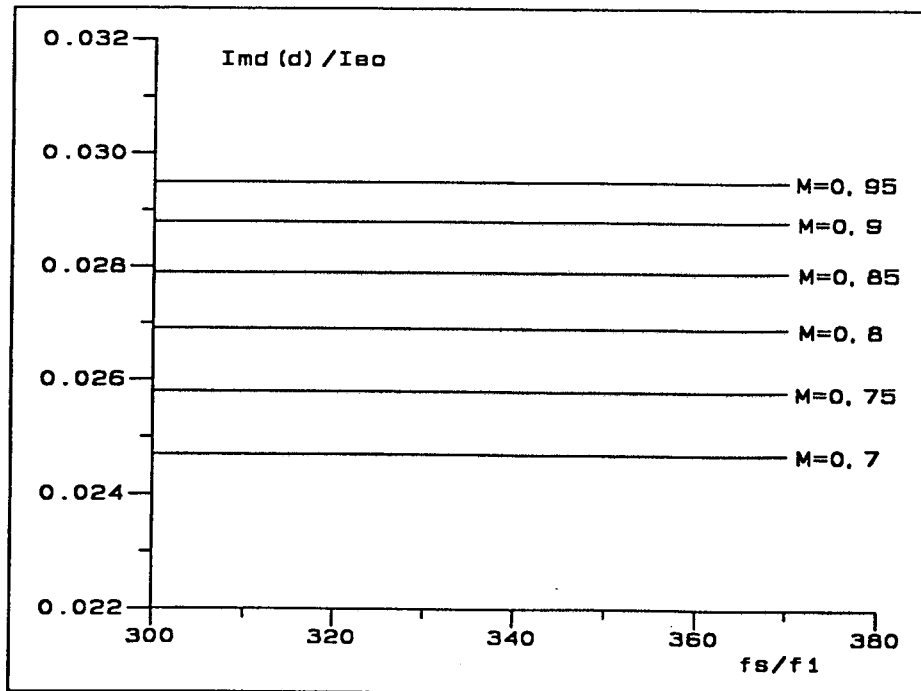
(b)

**Fig. 2.9 - (a) Valor eficaz de corrente parametrizada e (b) Valor médio de corrente parametrizada. Valores nos diodos principais para  $\cos\phi=0.8$  na carga e diversos fatores de modulação.**





(a)

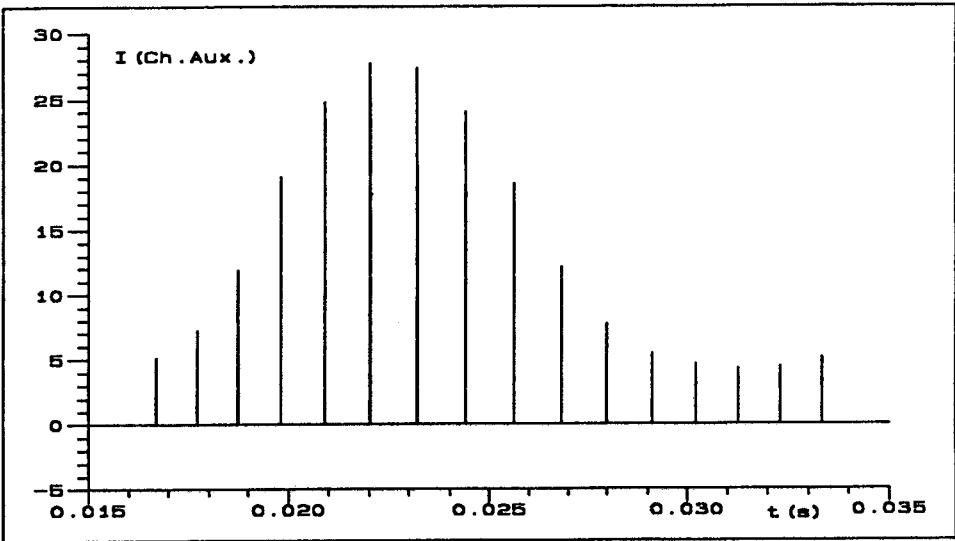


(b)

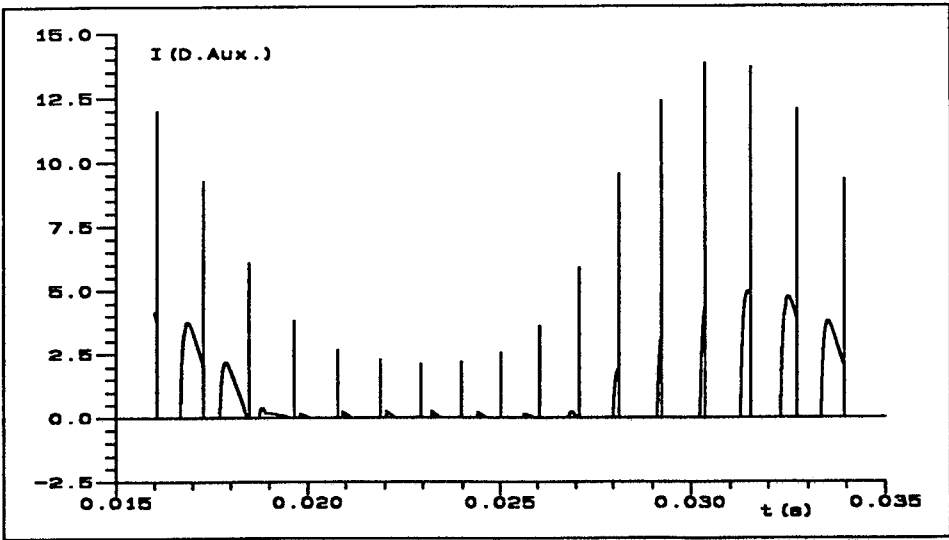
**Fig. 2.10 - (a) Valor eficaz de corrente parametrizada e (b) Valor médio de corrente parametrizada. Valores nos diodos principais para  $\cos\phi=0.7$  na carga e diversos fatores de modulação.**

### 2.4.3 - Chaves e Diodos Auxiliares

As correntes nas chaves e diodos auxiliares possuem formas de onda mostradas a seguir, nas figuras 2.11 e 2.12, respectivamente.



**Fig. 2.11 - Forma da corrente nas chaves auxiliares**

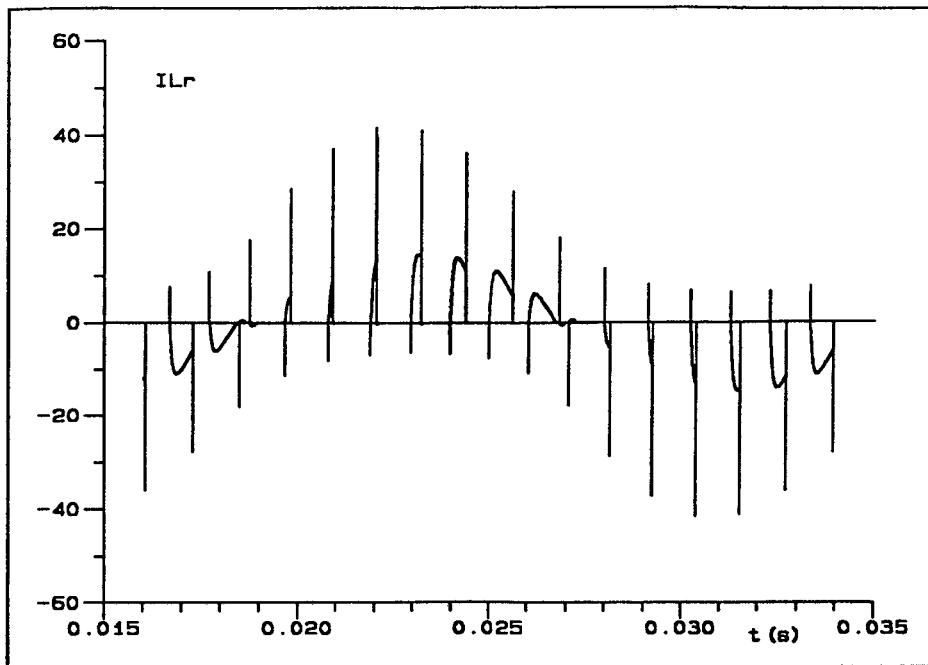


**Fig. 2.12 - Forma da corrente nos diodos auxiliares**

Conforme está mostrado nas figuras acima, pode-se constatar que os valores eficaz e médio de corrente nestes componentes é muito pequeno, podendo ser desprezado para efeito de projeto, onde outros parâmetros, tais como: corrente de pico repetitivo e tensão nominal são mais relevantes, conforme será mostrado na seção 2.5.

#### 2.4.4 - Indutor Ressonante e Autotransformador.

Da mesma forma que nas chaves e diodos auxiliares, o valor eficaz da corrente no indutor ressonante possui valor extremamente reduzido, conforme pode ser visto na figura 2.13, onde está representada a forma de onda de corrente no indutor ressonante, que é a mesma vista no primário do autotransformador.



**Fig. 2.13 - Forma de onda da corrente no indutor ressonante**

Embora o valor eficaz de corrente não seja elevado, devido a necessidade de se determinar a secção dos condutores que tomarão parte no projeto do indutor ressonante e autotransformador, faz-se mister determiná-lo quantitativamente.

Para determinar o valor eficaz de corrente no indutor, deve-se fazer a seguinte suposição: Considera-se que o conversor operará constantemente com corrente máxima de carga ( $I_0$ ), e em seguida calcula-se a raiz quadrada do somatório dos valores eficazes ao quadrado, de cada etapa na qual circula corrente no indutor.

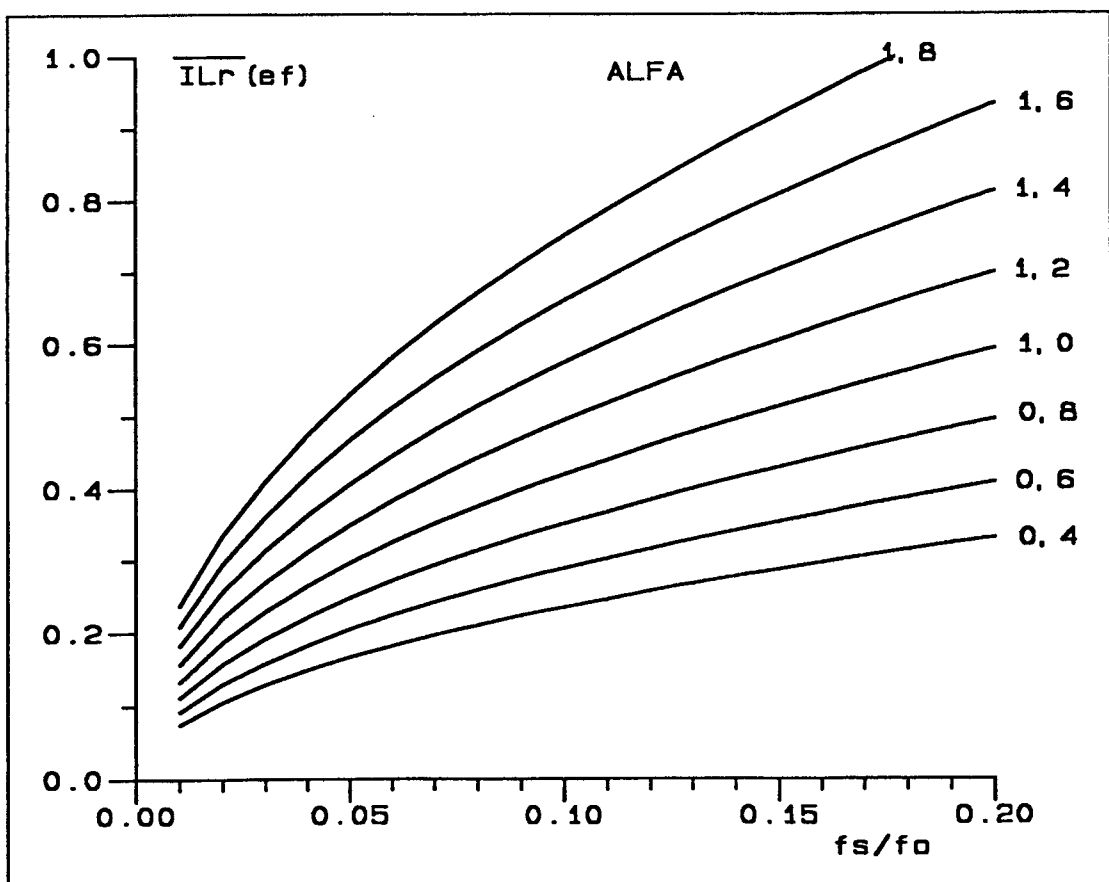
O equacionamento básico que determina o valor eficaz de corrente no indutor para cada etapa de funcionamento está mostrado no apêndice C, sendo apresentado a seguir, na equação (2.14), o valor total em todas as etapas:

$$\begin{aligned} \overline{I_{L_{ref}}}^2 = & \frac{f_s}{f_0 2\pi} \left[ \frac{(1-a)^2}{3a^3} \alpha^3 + \frac{(1-a)^2}{2} \left( \beta - \frac{\sin 2\beta}{2} \right) + 2\alpha + \beta \alpha^2 \right] + \\ & + \frac{f_s}{f_0 2\pi} \left[ \frac{\gamma}{a} \left( \frac{\gamma^2}{3} + \alpha\gamma + \alpha^2 \right) + \frac{\alpha^3}{3a} + (1-a)^2 \left( \beta - \frac{\sin 4\beta}{4} \right) \right] \end{aligned} \quad (2.14)$$

A solução da equação (2.14) pode ser obtida numericamente, desde que seja adotado um valor para a relação de espiras do autotransformador. Por questões que serão explicadas posteriormente, no capítulo 3, especifica-se  $a=1/3$ .

Tomando por base o valor acima, elabora-se um ábaco onde está determinada a corrente eficaz normalizada no indutor ressonante como função da relação  $f_s/f_0$ , para diversos valores do parâmetro  $\alpha$ .

Este ábaco encontra-se apresentado a seguir na figura 2.14 :



**Fig. 2.14 - Ábaco para determinação da corrente eficaz normalizada no indutor ressonante**

Para se encontrar o valor real da corrente, utiliza-se a expressão (1.5) vista no capítulo 1.

A adoção desta metodologia, para determinação do valor eficaz de corrente no indutor ressonante, leva a resultados ligeiramente superiores aos realmente encontrados. Entretanto, como esta discrepância não chega a ser significativa, pode-se considerar o método como adequado, tendo em vista a simplicidade de obtenção dos resultados.

## 2.5 - ESFORÇOS NOS COMPONENTES :

### 2.5.1 - Corrente Máxima :

Através da análise da figura 1.5 e do plano de fase (figura 1.13) pode-se verificar que o valor máximo de corrente do circuito ocorre na terceira etapa de funcionamento, sobre o indutor ressonante  $L_R$ .

Torna-se possível determinar o valor desta corrente, utilizando-se a expressão da corrente no indutor ressonante durante a primeira etapa ressonante, calculada no capítulo anterior.

Pela equação (1.20), demonstrou-se que a corrente no indutor na primeira etapa ressonante é dada por:

$$\overline{I_{L_R}} = \alpha + (1 - a) \sin \omega_0 t \quad (1.20)$$

O valor máximo se dá quando :

$$\frac{d \overline{I_{L_R}}}{dt} = 0 \quad (2.15)$$

então :

$$(1 - a) \omega_0 \cos \omega_0 t = 0 \quad (2.16)$$

$$\omega_0 = \frac{\pi}{2} \quad (2.17)$$

Substituindo (2.17) em (1.20), obtém-se:

$$\overline{I_{L_{RM\acute{a}x}}} = \alpha + (1 - a) \quad (2.18)$$

Pela observação da figura 1.5 e da análise matemática feita no capítulo 1, constata-se que os valores máximos de corrente nas chaves e diodos auxiliares são dados por:

$$\overline{I_{D_{Ax} . Máx.}} = a \overline{I_{L_{RM\acute{a}x}}} \quad (2.19)$$

$$\overline{I_{S_{Ax} . Máx.}} = (1 - a) \overline{I_{L_{RM\acute{a}x}}} \quad (2.20)$$

Substituindo pela expressão (2.18):

$$\overline{I_{D_{Ax} . Máx.}} = a(\alpha + 1 - a) \quad (2.21)$$

$$\overline{I_{S_{Ax} . Máx.}} = (1 - a)(\alpha + 1 - a) \quad (2.22)$$

As equações (2.21) e (2.22) são extremamente importantes, já que através delas torna-se possível determinar o valor máximo de pico repetitivo que ocorre nas chaves e diodos auxiliares, que é uma característica essencial de projeto, conforme pode-se constatar na seção 2.4.3.

## 2.6 - DETERMINAÇÃO DO PARÂMETRO $\alpha$ :

Conforme o que foi exposto na seção 1.3.1, equação (1.3), a condutância normalizada ( $\alpha$ ) é definida da seguinte forma :

$$\alpha = \frac{Z_0 I_0}{E} \quad (1.3)$$

De acordo com a expressão acima, o parâmetro  $\alpha$  só depende dos elementos ressonantes, corrente máxima de carga  $I_0$ , e tensão do barramento

DC (E).

É claro que, podendo  $\alpha$  assumir qualquer valor positivo, faz-se necessário estabelecer um critério que permita determiná-lo precisamente. Uma maneira adequada seria relacioná-lo à corrente máxima na chave auxiliar do circuito de comutação ZVS.

Foi visto na equação (2.22), que o valor máximo de corrente na chave auxiliar é o seguinte:

$$\overline{I_{S_{Ax.Máx.}}} = (1 - a)(\alpha + 1 - a) \quad (2.22)$$

Fazendo :

$$I_{S_{Ax.Máx.}} = K_a I_0 \quad (2.23)$$

onde  $K_a$  é uma constante que determina quantas vezes o pico de corrente na chave auxiliar é maior que a corrente máxima de carga.

Normalizando-se a expressão (2.23), obtém-se:

$$\overline{I_{S_{Ax.Máx.}}} = K_a \alpha \quad (2.24)$$

Igualando-se (2.22) e (2.24), encontraremos:

$$\alpha = \frac{(1 - a)^2}{K_a - (1 - a)} \quad (2.25)$$

Observou-se através do plano de fase (figura 1.13) que  $0 < a < 0,5$ . Portanto, estipulando-se quantas vezes deve ser o pico de corrente na chave auxiliar, em função do pico de corrente na carga ( $K_a$ ), que é um critério de projeto, torna-se simples encontrar  $\alpha$ .

A equação (2.25) pode ser representada através de um ábaco, relacionando os valores de  $a$  e  $\alpha$  para diversos valores de  $K_a$ .

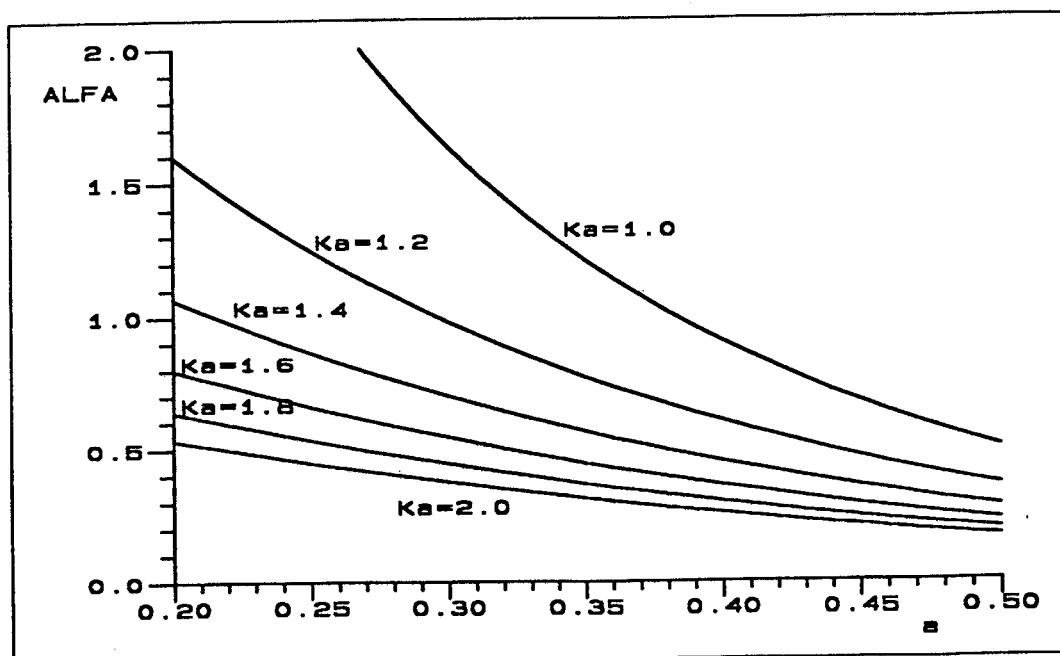


Fig. 2.15 - Ábaco para determinação do parâmetro  $\alpha$

## 2.7 - DETERMINAÇÃO DA FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA ( $f_0$ ) :

Foi visto no item 2.3 uma maneira de se determinar os menores intervalos da modulação PWM senoidal à dois níveis. Fica claro que o intervalo de condução das chaves auxiliares somado aos tempos de bloqueio e entrada em condução das mesmas, deve necessariamente ser menor que os intervalos da modulação PWM senoidal para não ocorrer adulterações na forma de onda de tensão na saída.

O tempo total de atuação da célula de auxílio à comutação, durante um período de chaveamento, é obtido pelo somatório dos intervalos de tempos referentes às etapas 2 $\underline{a}$ , 3 $\underline{a}$ , 4 $\underline{a}$  e 5 $\underline{a}$ , mostrado na seguinte expressão matemática:

$$\Delta t_s = \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5 \quad (2.26)$$

O valor de  $\Delta t_s$  deve ser arbitrado no sentido de ser menor que  $\Delta t_{\text{mín}}$ .



Substituindo-se os valores de cada intervalo de tempo determinado no capítulo 1, na expressão (2.26), encontra-se :

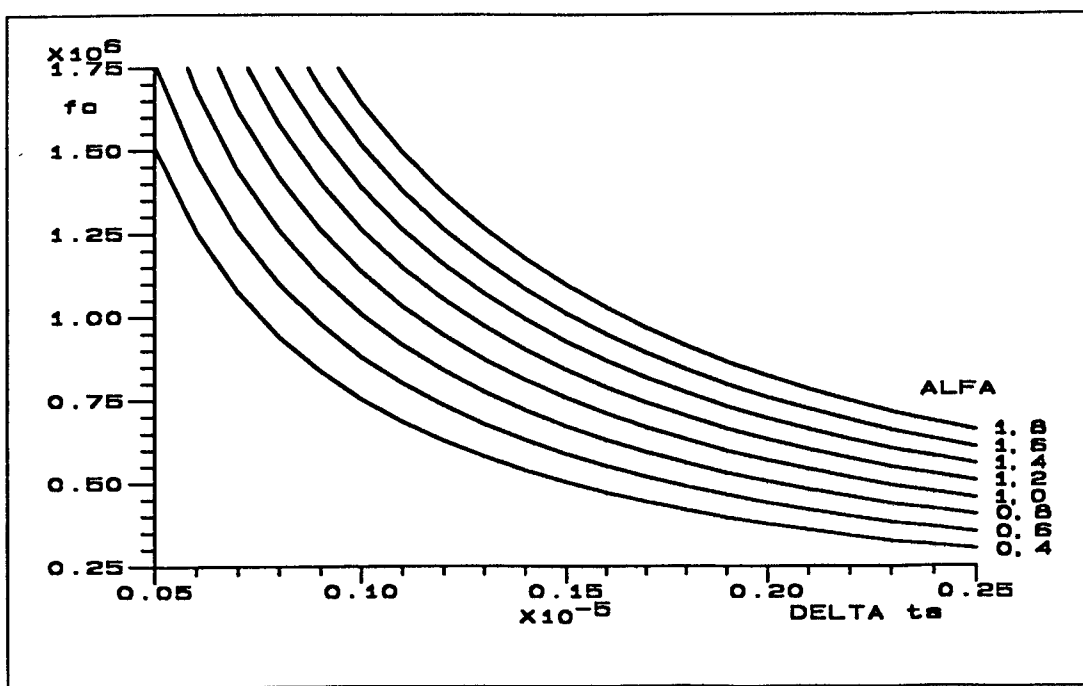
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\Delta t_s} \left( \frac{\alpha}{1-a} + \beta + \frac{\gamma}{a} + \frac{\alpha}{a} \right) \quad (2.27)$$

lembrando que:

$$\beta = \cos^{-1} \left( \frac{-a}{1-a} \right) \quad (1.23)$$

$$\gamma = (1 - a) \operatorname{sen} \beta \quad (1.34)$$

A expressão (2.27) pode ser representada sob a forma de um ábaco, visto na figura 2.16 :



**Fig. 2.16 - Ábaco para determinação da frequência de ressonância  $f_0$**

## 2.8 - DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS RESSONANTES :

Tomando por base as equações (1.2) e (1.3) e conhecendo-se a

freqüência de ressonância vista no item anterior, se obtém facilmente os valores de  $L_R$  e  $C_R$  pela solução das seguintes expressões:

$$L_R = \frac{\alpha E}{\omega_0 I_0} \quad (2.28)$$

$$C_R = \frac{I_0}{\alpha \omega_0 E} \quad (2.29)$$

## 2.9 - CONCLUSÕES :

Neste capítulo, foi apresentado um estudo da modulação PWM senoidal a dois níveis, aplicada a um conversor **full-bridge** com célula de comutação ZVS. Através deste estudo foi possível estabelecer os valores dos intervalos mínimos de condução das chaves para cada freqüência de chaveamento e fator de modulação, que é uma característica importante para estabelecer as limitações dos tempos de operação dos semicondutores de potência.

Foi desenvolvido um estudo sobre a corrente que circula nos semicondutores principais, sendo então gerados ábacos, para o dimensionamento dos mesmos. Determinou-se, similarmente, um ábaco para determinação do valor eficaz de corrente no indutor ressonante, sendo desnecessário calcular o valor desta corrente nos semicondutores auxiliares, pelo fato de ser muito pequena quando comparado com o valor máximo.

Desenvolveu-se uma análise que determina a corrente máxima nos semicondutores auxiliares e indutor ressonante, fato que além de servir como um importante critério para projeto, já que estabelece o pico repetitivo máximo de corrente nos semicondutores auxiliares, possibilita a determinação do parâmetro  $\alpha$ , presente em grande parte das normalizações.

Finalmente, estabeleceu-se uma metodologia para calcular a freqüência de ressonância da célula de comutação ZVS, de maneira a tornar possível o dimensionamento dos elementos ressonantes ( $L_R$  e  $C_R$ ), além de servir para limitar o tempo de operação das chaves auxiliares durante um período de chaveamento.

## CAPÍTULO III

### PROJETO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA E SIMULAÇÕES

#### 3.1 - INTRODUÇÃO :

O objetivo deste capítulo é apresentar uma metodologia para projeto do inversor **full-bridge** com célula de comutação ZVS. O procedimento em questão faz uso das relações e ábacos obtidos no capítulo anterior.

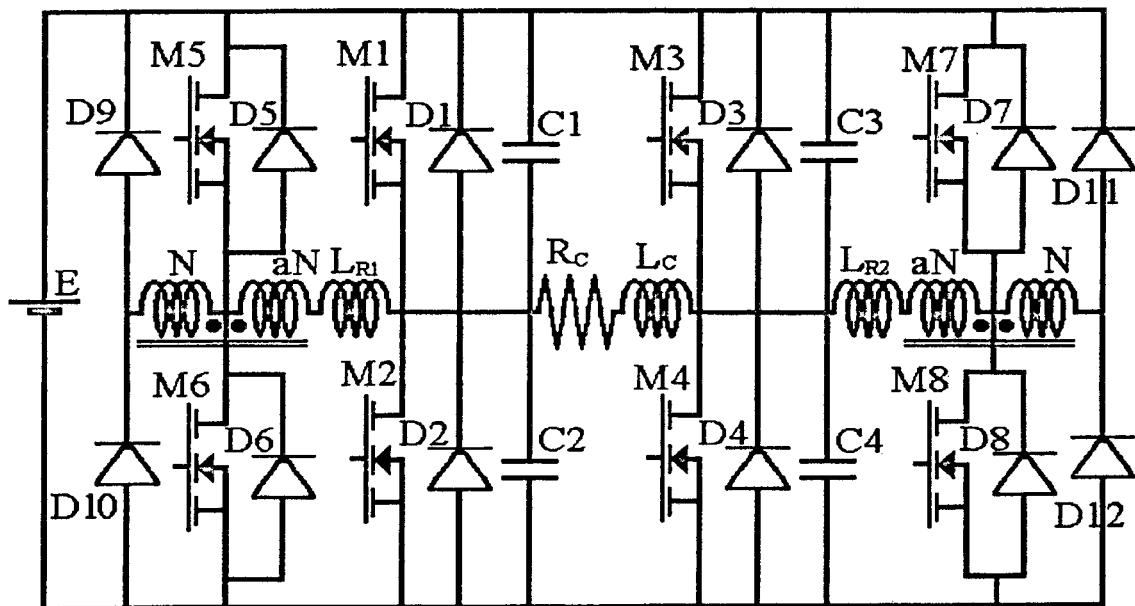
Estabelecida esta metodologia, será feito o projeto de um inversor tipo **full-bridge** apresentando as seguintes características: A) Potência de saída : 1,0 KW; B) Valor eficaz da onda fundamental de saída : 150V; C) Frequência da onda fundamental de saída : 60 Hz; D) Frequência média de modulação : 20 KHz; E) Fator de modulação : 0,85; F) Valor de pico da máxima corrente de carga : 9,4 A. Posteriormente, este conversor será implementado em laboratório.

A partir dos valores de tensão e corrente encontrados para cada componente do conversor, dimensiona-se cada um deles, tais como: Indutor ressonante, autotransformador, etc.

Finalmente, será feita uma simulação numérica da operação do inversor, objetivando analisar dois itens de suma importância: 1) Verificar por simulação a validade dos valores encontrados através da metodologia de projeto; 2) Pesquisar fenômenos não contemplados pela análise matemática, devido as idealidades do modelo utilizado.

#### 3.2 - PROCEDIMENTO PARA PROJETO:

A figura 3.1 mostra o circuito completo do conversor proposto:



**Fig. 3.1 - Inversor full-bridge com célula de comutação ZVS**

O circuito da figura 3.1 apresenta os seguintes componentes:

M<sub>1</sub>, M<sub>2</sub>, M<sub>3</sub> e M<sub>4</sub> - Interruptores principais

M<sub>5</sub>, M<sub>6</sub>, M<sub>7</sub> e M<sub>8</sub> - Interruptores auxiliares

D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>, D<sub>3</sub> e D<sub>4</sub> - Diodos principais

D<sub>5</sub>, D<sub>6</sub>, D<sub>7</sub>, D<sub>8</sub>, D<sub>9</sub>, D<sub>10</sub>, D<sub>11</sub>, D<sub>12</sub> - Diodos auxiliares

C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub>, C<sub>3</sub> e C<sub>4</sub> - Capacitores ressonantes

L<sub>R1</sub> e L<sub>R2</sub> - Indutores ressonantes

R<sub>C</sub> - Resistor de carga

L<sub>C</sub> - Indutor de carga

Deve ficar claro que, os interruptores principais (M<sub>1</sub>, M<sub>2</sub>, M<sub>3</sub>, M<sub>4</sub>) empregarão tecnologia MOSFET e serão operados no modo tiristor-dual [16,25]. Os interruptores auxiliares (M<sub>5</sub>, M<sub>6</sub>, M<sub>7</sub>, M<sub>8</sub>) também serão MOSFET's operando como transistores convencionais.

A partir de agora, será desenvolvido um procedimento sistemático para projetar o circuito de potência do inversor visto na figura 3.1. Através desta metodologia será possível determinar as grandezas relevantes do circuito, tais como: correntes eficazes e de pico nos interruptores, corrente eficaz no indutor ressonante, relação de espiras do autotransformador, etc. Todas estas grandezas são de extrema importância para o dimensionamento dos componentes do circuito em questão.

Inicialmente deve-se ter conhecimento das seguintes especificações relacionadas as exigências da carga: 1) Potência de saída; 2) Valor eficaz de tensão da onda fundamental de saída; 3) Freqüência da onda fundamental de saída; 4) Freqüência média de modulação; 5) Fator de modulação; 6) Corrente máxima de carga  $I_0$ . Para efeito de simplificação considera-se carga resistiva.

Os passos de projeto estão descritos a seguir:

a) Tomando por base as especificações acima, encontra-se o valor do menor intervalo de modulação  $\Delta t_{\text{mín}}$ , que pode ser obtido por intermédio do ábaco da figura 2.3;

b) Define-se o valor da relação de espiras do autotransformador como  $a=1/3$ . Este resultado foi obtido através de análise por simulação e verificação experimental, sendo recomendado para execução de qualquer projeto que envolva a utilização da célula ressonante proposta.

c) Especifica-se o parâmetro  $K_a$ , ou em outras palavras, se estipula o valor do pico de corrente nos interruptores auxiliares;

d) Com base nos resultados dos itens (b) e (c), calcula-se o valor de  $\alpha$  na expressão (2.25) ou na figura 2.15;

e) A partir de  $\Delta t_{\text{mín}}$ , que é o valor do menor intervalo da modulação PWM senoidal a dois níveis para uma dada freqüência média de modulação, estipula-se o valor de  $\Delta t_s$ , que é o intervalo de tempo na qual o interruptor auxiliar conduz, ou seja,  $\Delta t_s = t_5 - t_2$ ;

f) Através do conhecimento dos itens (d) e (e) e da utilização da expressão (2.27) e do ábaco da figura 2.16, determina-se o valor da freqüência de ressonância ( $f_0$ );

g) Calcula-se a tensão do barramento DC através da seguinte expressão :

$$E = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{1ef}}{M} \quad (3.1)$$

h) Pelo conhecimento da condutância normalizada ( $\alpha$ ) e da frequência de ressonância ( $f_0$ ), determina-se o valor dos parâmetros ressonantes  $L_R$  e  $C_R$  por intermédio das expressões (2.28) e (2.29) respectivamente;

i) Determina-se o valor do parâmetro  $I_{eo}$  através da seguinte expressão :

$$I_{eo} = \frac{P_{saida}}{V_{1ef}} \quad (2.13)$$

j) Os valores eficaz e médio de corrente nos interruptores principais são encontrados nos ábacos da figura 2.6 (a) e (b);

k) Os valores eficaz e médio de corrente nos diodos principais são encontrados nos ábacos da figura 2.10 (a) e (b);

l) Determina-se o valor eficaz de corrente no indutor ressonante através do ábaco da figura 2.14.

Um fato importante que deve ser ressaltado é a existência de um compromisso entre o pico de corrente na chave auxiliar e o intervalo de condução  $\Delta t_s$ , para uma dada frequência de ressonância.

Algumas vezes, uma escolha arbitrária nos valores de  $K_a$  e  $\Delta t_s$  pelo projetista (itens (c) e (e)), pode levar a frequências de ressonância excessivamente elevadas e porconsequinte, valores de capacitâncias e indutâncias ressonantes, incoerentes com o que se tem na prática. Nestes casos, faz-se necessário um redimensionamento dos parâmetros supracitados, visando a determinação de frequências de ressonância mais adequadas.

Conclui-se desta forma que, existe um conjunto de valores de capacitâncias e indutâncias ressonantes, capazes de tornar adequado o funcionamento da célula de comutação ressonante (ZVS), sendo que a escolha destes componentes, influenciará diretamente no pico de corrente dos interruptores auxiliares, bem como no intervalo de condução dos mesmos.

### 3.3 - EXEMPLO DE PROJETO :

### 3.3.1 - Especificações de Projeto :

Está mostrada neste item, uma aplicação da metodologia de projeto descrita, sendo utilizada no dimensionamento dos parâmetros de um inversor de tensão tipo **full-bridge**, com as características mencionadas anteriormente:

- 1) Potência de saída : 1000 W
- 2) Valor eficaz da onda fundamental de saída : 150 V
- 3) Frequência da onda fundamental de saída : 60 Hz
- 4) Frequência média de modulação : 20 KHz
- 5) Fator de modulação : 0,85
- 6) Valor de pico da máxima corrente de carga : 9,4 A

Deve-se observar que o valor eficaz da onda fundamental de saída não é utilizado segundo os padrões comerciais (110V/220V), tendo sido escolhida em função das características dos equipamentos encontrados no laboratório onde foi implementado o protótipo.

### 3.3.2 - Cálculo dos Parâmetros do Inversor :

a) Determinação do menor intervalo de modulação:

Como a frequência média de modulação  $f_S = 20$  KHz, verificando-se no ábaco da figura 2.3 para um fator de modulação  $M = 0,85$ , obtém-se:

$$\Delta t_{min} = 3,8 \mu s$$

b) Determinação da relação de espiras do autotransformador a:

Adota-se  $a=1/3$ .

c) Determinação do parâmetro  $K_a$ :

No intuito de diminuir o intervalo de condução da chave auxiliar, adota-se  $K_a = 1,8$ .

d) Determinação do parâmetro  $\alpha$ :

Sendo  $a = K_a = 1,8$ , calcula-se o valor de  $\alpha$  na expressão 2.25:

$$\alpha = \frac{(1 - a)^2}{K_a - (1 - a)} \quad (2.25)$$

$$\alpha = \frac{\left(1 - \frac{1}{3}\right)^2}{1,8 - \left(1 - \frac{1}{3}\right)} \cong 0,4$$

e) Determinação de  $\Delta t_s$ :

Como  $\Delta t_{\min} = 3,8 \mu s$ , estipula-se o valor de  $\Delta t_s$  como sendo menor que  $\Delta t_{\min}$  para não afetar a modulação. Adota-se:

$$\Delta t_s = 2,0 \mu s$$

f) Determinação da frequência de ressonância  $f_0$ :

Sabendo-se que :  $\alpha = 0,4$

$$\beta = \cos^{-1} \left( \frac{\frac{-1}{3}}{1 - \frac{1}{3}} \right) = 2,0943$$

$$\gamma = \left(1 - \frac{1}{3}\right) \sin(2,0943) = 0,5773$$

Calcula-se  $f_0$  pela expressão 2.27 :



$$f_0 = \frac{1}{2\pi\Delta t_s} \left( \frac{\alpha}{(1-a)} + \beta + \frac{\gamma}{a} + \frac{\alpha}{a} \right) \quad (2.27)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \times 10^{-6}} \left( \frac{0,4}{\left(1 - \frac{1}{3}\right)} + 2,0943 + \frac{0,5773}{\frac{1}{3}} + \frac{0,4}{\frac{1}{3}} \right)$$

$$f_0 = 448 \text{ KHz}$$

g) Determinação da tensão no barramento DC :

$$E = \frac{\sqrt{2} V_{1ef}}{M} = \frac{\sqrt{2} 150}{0,85} = 250 \text{ V}$$

h) Determinação dos parâmetros ressonantes  $L_R$  e  $C_R$ :

Pela expressão 2.28 :

$$L_R = \frac{\alpha E}{\omega_0 I_0} \quad (2.28)$$

$$L_R = \frac{0,4 \bullet 250}{2\pi \bullet 448 \times 10^3 \bullet 9,4}$$

$$L_R = 3,7 \mu H$$

Pela expressão 2.29 :

$$C_R = \frac{I_0}{\alpha \omega_0 E} \quad (2.29)$$

$$C_R = \frac{9,4}{0,4 \bullet 2 \pi \bullet 448 \times 10^3 \bullet 250}$$

$$C_R = 33 \text{ nF}$$

i) Determinação de  $I_{eo}$ :

$$I_{eo} = \frac{1000}{150} = 6,7 \text{ A}$$

j) Determinação dos valores eficaz e médio de corrente nas chaves principais:

O valor eficaz é dado pelo ábaco da figura 2.6 (a) :

$$I_{ef(ch)} = 0,64 \bullet I_{eo} = 0,64 \bullet 6,7 = 4,3 \text{ A}$$

O valor médio é dado pelo ábaco da figura 2.6 (b) :

$$I_{md(ch)} = 0,06 \bullet I_{eo} = 0,06 \bullet 6,7 = 0,4 \text{ A}$$

k) Determinação dos valores eficaz e médio de corrente nos diodos principais:

O valor eficaz é dado pelo ábaco da figura 2.10 (a) :

$$I_{ef(d)} = 0,34 \bullet I_{eo} = 0,34 \bullet 6,7 = 2,3 \text{ A}$$

O valor médio é dado pelo ábaco da figura 2.10 (b):

$$I_{md(d)} = 0,028 \bullet I_{eo} = 0,028 \bullet 6,7 = 0,2 \text{ A}$$

l) Determinação do valor eficaz de corrente no indutor ressonante

Através do ábaco da figura 2.14, tem-se que:

$$\overline{I_{L_{R(ef)}}} = 0,1$$

$$I_{L_{R(ef)}} = \frac{I_0 \overline{I_{L_{R(ef)}}}}{\alpha} = \frac{9,4 \bullet 0,1}{0,4}$$

$$I_{L_{R(ef)}} = 2,3 A$$

### 3.4 - DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES:

#### 3.4.1 - Transistores Principais

A especificação dos interruptores principais está baseada nas seguintes grandezas: A) Valor eficaz de corrente que flui através dos mesmos; B) Valor máximo de tensão entre seus terminais "ativos"; C) Tempo de entrada em condução e bloqueio do componente.

No projeto em questão estes valores são:

I <sub>ef</sub>	4,3 A
V <sub>máx</sub>	250 V
t <sub>on</sub> + t <sub>off</sub>	100 ns

A tecnologia empregada será MOSFET, tendo em vista a faixa de potência na qual se está trabalhando, a baixa resistência de condução apresentada por estes componentes e a facilidade em comandá-los.

Com base nos resultados acima, adota-se o MOSFET APT 4020 [17], que apresenta as seguintes características:

$V_{DS} = 400 \text{ V}$   
 $I_{DS} = 26 \text{ A}$   
 $I_{DM} = 104 \text{ A}$   
 $R_{DS(ON)} = 0,2 \Omega$   
 $C_{iss} = 2380 \text{ pF}$   
 $C_{oss} = 563 \text{ pF}$   
 $t_{on} = 29 \text{ ns}$   
 $t_{off} = 40 \text{ ns}$

Será utilizado o diodo intrínseco do APT 4020 como diodo principal do inversor, para formar a chave bidirecional em corrente. Este possui as seguintes características:

$I_S = 26 \text{ A}$   
 $I_{SM} = 104 \text{ A}$   
 $t_{rr} = 360 \text{ ns}$

### 3.4.2 - Transistores Auxiliares

Os transistores auxiliares também empregam tecnologia MOSFET e são obtidos conforme os dados da tabela abaixo:

Ipico	17 A
Vmáx	250 V
ton + toff	100 ns

Adota-se o MOSFET IRF 740 , tendo em vista as seguintes características:

$V_{DSS} = 400 \text{ V}$

$I_D - 10 \text{ A}$   
 $I_{DM} - 40 \text{ A}$   
 $R_{DS(on)} - 0,55 \Omega$   
 $t_{on} - 35 \text{ ns}$   
 $t_{off} - 90 \text{ ns}$

No protótipo a ser implementado, também serão utilizados os diodos intrínsecos deste MOSFET, para formar a chave bidirecional em corrente.

### 3.4.3 - Autotransformador

A determinação do núcleo do autotransformador, comprimento do entreferro e número de espiras do primário e secundário, é feita por intermédio da utilização das seguintes expressões matemáticas:

$$A_e A_w = \frac{V_{pat} I_{pef} 10^4 \Delta t_s}{K_p K_w J \Delta B} \quad (3.2)$$

$$V_{pat} = aE \quad (3.3)$$

$$\frac{\delta}{2} = \frac{W \mu_0}{B^2 A_e} \quad (3.4)$$

$$N_{pat} = \frac{B \delta}{\mu_0 I_{pef}} \quad (3.5)$$

$$W = \frac{L_R I_0^2}{\alpha^2} a \left( \frac{\alpha^2}{2(1-a)} + \frac{\alpha\pi}{2} + 1 - a \right) \quad (3.6)$$

onde:  $A_e$  - Área da perna central do núcleo  
 $A_w$  - Área da janela do carretel  
 $V_{pat}$  - Tensão máxima no primário do autotransformador  
 $I_{pef}$  - Corrente. eficaz no primário do autotransformador  
 $K_p$  - fator de utilização do primário  
 $K_w$  - fator de utilização da área do enrolamento

J	- Densidade de corrente no condutor
$\Delta B$	- Variação da densidade de fluxo magnético
N <sub>pat</sub>	- N <sup>0</sup> de espiras no primário do autotransformador
$\delta$	- comprimento do entreferro
$\mu_0$	- permeabilidade magnética do ar
W	- energia armazenada no núcleo

Estas expressões foram baseadas naquelas existentes em [20], adaptadas para as peculiaridades deste inversor. A demonstração de como as mesmas foram obtidas pode ser encontrada ao final deste trabalho, no apêndice D.

#### - Determinação do Núcleo :

O núcleo do autotransformador é obtido das equações (3.2) e (3.3), onde temos como dados de entrada:

$$\begin{aligned}
 E &= 250 \text{ V} \\
 a &= 1/3 \\
 I_{pef} &= 2,3 \text{ A} \\
 \Delta t_s &= 2,0 \mu\text{s} \\
 K_p &= 0,5 \\
 K_w &= 0,4 \\
 \Delta B &= 0,15 \text{ T} \\
 J &= 200 \text{ A/cm}^2
 \end{aligned}$$

$$V_{pat} = aE = \frac{250}{3} = 83,3V$$

$$A_e A_w = \frac{V_{pat} I_{pef} 10^4 \Delta t_s}{K_p K_w J \Delta B} \quad (3.2)$$

$$A_e A_w = \frac{83,3 \cdot 2,3 \cdot 10^4 \cdot 2 \times 10^{-6}}{0,5 \cdot 0,4 \cdot 200 \cdot 0,15}$$

$$A_e A_w = 0,638 \text{ cm}^4$$

O núcleo escolhido é o E - 30/14 com  $A_e = 1,2 \text{ cm}^2$  e  $A_w = 0,85 \text{ cm}^2$ .

- Cálculo do entreferro :

Sabendo-se que  $\mu_0 = 4 \times 10^{-7} \text{ H/m}$ , calcula-se o comprimento do entreferro, a partir da energia armazenada no núcleo, que é dada pela expressão (3.6):

$$W = \frac{L_R I_0^2}{\alpha^2} a \left( \frac{\alpha^2}{2(1-a)} + \frac{\alpha\pi}{2} + 1 - a \right) \quad (3.6)$$

$$W = \frac{3,7 \times 10^6 \cdot (9,4)^2}{(0,4)^2 \cdot 3} \left( \frac{(0,4)^2}{2 \left(1 - \frac{1}{3}\right)} + \frac{0,4 \cdot \pi}{2} + 1 - \frac{1}{3} \right)$$

$$W = 960 \mu J$$

Calcula-se o comprimento do entreferro pela expressão (3.4):

$$\frac{\delta}{2} = \frac{W \mu_0}{B^2 A_e} \quad (3.4)$$

$$\frac{\delta}{2} = \frac{960 \times 10^{-6} \cdot 4 \pi \times 10^{-7}}{(0,15)^2 \cdot 1,2 \times 10^{-4}}$$

$$\frac{\delta}{2} = 0,446 \text{ mm}$$

- Determinação do número de espiras do primário e secundário:

A determinação do número de espiras do primário é feita por

intermédio da expressão (3.5):

$$N_{p_{at}} = \frac{B \delta}{\mu_0 I_{p_{ef}}} \quad (3.5)$$

$$N_{p_{at}} = \frac{0,15 \bullet 0,000822}{4 \pi \times 10^{-7} \bullet 2,3}$$

$$N_{p_{at}} = 46 \text{ espiras}$$

No enrolamento secundário, o número de espiras é dado por:

$$N_{s_{at}} = \frac{N_{p_{at}}}{a} \quad (3.7)$$

$$N_{s_{at}} = 46 \bullet 3 = 138 \text{ espiras}$$

Em decorrência de dificuldades práticas no enrolamento das bobinas do autotransformador, optou-se pela retirada de algumas espiras, sem prejuízo para as características elétricas pretendidas. A metodologia de projeto permite esta redução desde que se mantenha constante a relação de espiras  $a$ . Adotou-se:

$$N_{p_{at}} = 35 \text{ espiras}$$

$$N_{s_{at}} = 105 \text{ espiras}$$

- Determinação dos condutores:

A corrente no condutor do enrolamento primário é:

$$I_{p_{at}} = 2,3 \text{ A}$$

portanto, adota-se o condutor # 17 AWG.



No enrolamento secundário, a corrente é dada por :

$$I_{S_{at}} = a I_{P_{at}} \quad (3.8)$$

$$I_{S_{at}} = \frac{2,3}{3} = 0,77 \text{ A}$$

adota-se o condutor # 22 AWG.

### 3.4.4 - Indutor Ressonante

A determinação do núcleo do indutor ressonante, comprimento do entreferro e número de espiras do mesmo, é feita por intermédio das seguintes expressões:

$$A_e A_w = \frac{L_R I_{L_{Rmáx}} I_{L_{Re f}} 10^4}{K_w J B_{máx}} \quad (3.9)$$

$$I_{L_{Rmáx}} = \frac{K_a I_0}{(1-a)} \quad (3.10)$$

$$N_{L_R} = \frac{L_R I_{L_{Rmáx}}}{B A_e} \quad (3.11)$$

$$\frac{\delta}{2} = \frac{N_{L_R}^2 \mu_0 A_e \times 10^{-2}}{2 L_R} (\text{cm}) \quad (3.12)$$

Estas expressões encontram-se demonstradas, ao final deste trabalho, no apêndice E.

- Dimensionamento do núcleo :

O núcleo do indutor ressonante pode ser determinado através das expressões (3.9) e (3.10). Adotando-se  $K_W = 0,8$  obtém-se :

$$I_{L_{Rmáx}} = \frac{17}{\left(1 - \frac{1}{3}\right)} = 25,5 \text{ A}$$

$$A_e A_w = \frac{3,7 \times 10^{-6} \cdot 25,5 \cdot 2,3 \times 10^4}{0,8 \cdot 200 \cdot 0,15}$$

$$A_e A_w = 0,09 \text{ cm}^4$$

Adota-se o núcleo E - 20, onde  $A_e = 0,312 \text{ cm}^2$  e  $A_w = 0,26 \text{ cm}^2$ .

- Determinação do número de espiras do indutor ressonante:

Pode-se determinar o número de espiras do indutor ressonante, por intermédio da expressão (3.11):

$$N_{L_R} = \frac{L_R I_{L_{Rmáx}}}{B A_e} \quad (3.11)$$

$$N_{L_R} = \frac{3,7 \times 10^{-6} \cdot 25,5}{0,15 \cdot 0,312 \times 10^{-4}}$$

$$N_{L_R} = 21 \text{ espiras}$$

- Cálculo do comprimento do entreferro:

A partir do conhecimento do número de espiras do indutor, determina-se o comprimento do entreferro, através da expressão (3.12):

$$\frac{\delta}{2} = \frac{N_{L_R}^2 \mu_0 A_e \times 10^{-2}}{2 L_R} (\text{cm}) \quad (3.12)$$

$$\frac{\delta}{2} = \frac{(21)^2 \cdot 4 \pi \times 10^{-7} \cdot 0,312 \times 10^{-2}}{2 \cdot 3,7 \times 10^{-6}}$$

$$\frac{\delta}{2} = 0,234 \text{ cm}$$

- Determinação do condutor

Sendo a corrente eficaz nominal no indutor ressonante igual a 2,3 A, adota-se o condutor # 17 AWG.

### 3.4.5 - Capacitor Ressonante

Em função do valor calculado no item 3.3.2, adota-se o valor comercial de 27 nF para tensão nominal superior a 250 V.

Utilizou-se capacitores de polipropileno da Icotron.

## 3.5 - ESTUDO POR SIMULAÇÕES

A metodologia de projeto desenvolvida no item 3.2 está baseada na análise matemática descrita nos capítulos 1 e 2. Embora bastante detalhada, esta análise contém um conjunto de idealizações que podem de alguma forma "mascarar" o real funcionamento da estrutura.

Tendo em vista este aspecto, será feito a seguir, um estudo por simulação numérica onde fatores tais como: características elétricas dos componentes utilizados, parâmetros dos elementos magnéticos e circuito eletrônico para realização do tiristor-dual serão levados em consideração, visando obter um resultado mais realista sobre o comportamento do inversor.

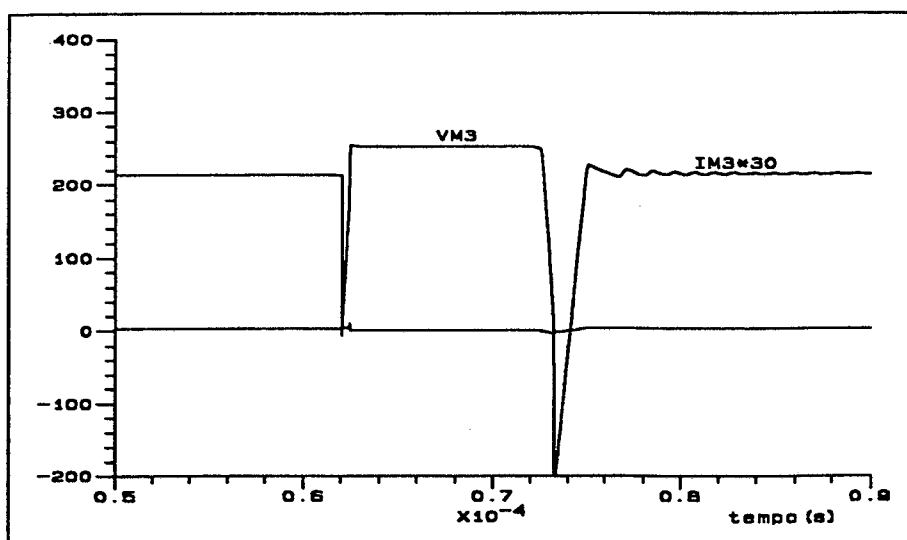
Os resultados obtidos por simulação numérica são subsídios muito importantes para o projetista, haja vista que através do mesmo pode-se prever uma série de fenômenos que ocorrerão quando da implementação do protótipo em laboratório.

Outro fato importante, é que os resultados obtidos por intermédio de simulação numérica devem confirmar os encontrados pelo projeto, reduzindo-se ao mínimo possível os ajustes a serem realizados em bancada.

Com o intuito de se estudar um ciclo de operação do inversor, será feita inicialmente a simulação do mesmo, comandado por um sinal de um único pulso, com frequência de 20 KHz.

### 3.5.1 - Estudo da Comutação nos Interruptores Principais

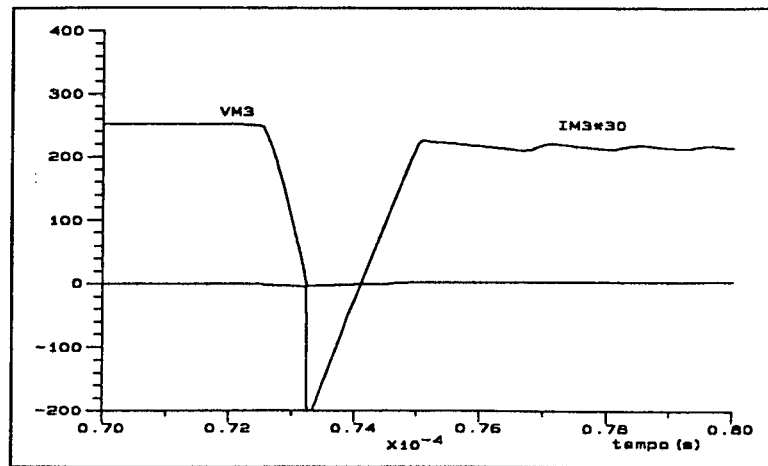
A figura 3.2, mostra o comportamento da tensão e corrente sobre um interruptor de potência:



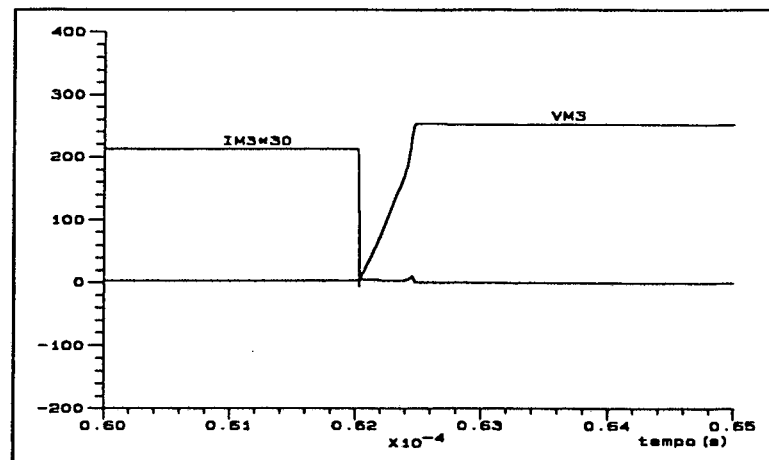
**Fig. 3.2. - Formas de onda de tensão e corrente no interruptor principal (simulação)**

Pode-se constatar através desta simulação que nenhum "stress" adicional de tensão ou corrente foi introduzido com a colocação da célula de comutação.

Está mostrado em detalhe nas figuras 3.3 e 3.4, a entrada em condução e o bloqueio dos interruptores, respectivamente:



**Fig 3.3 - Detalhe da entrada em condução do interruptor principal**

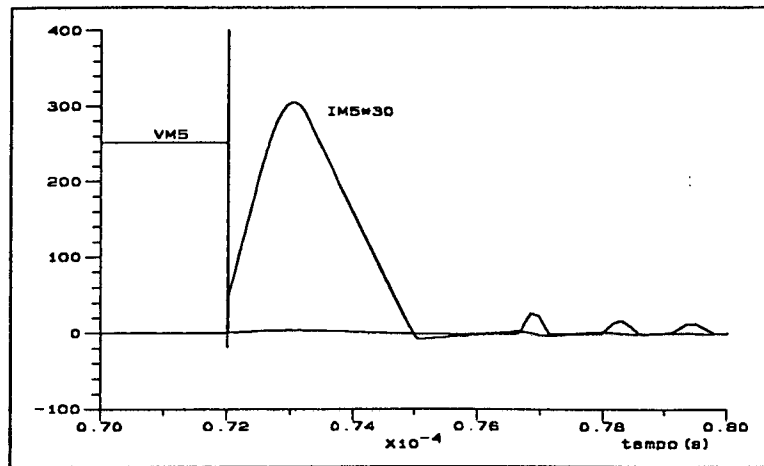


**Fig 3.4 - Detalhe do bloqueio do interruptor principal**

Constata-se por simulação que tanto a entrada em condução quanto o bloqueio dos interruptores principais, ocorrem sob tensão nula.

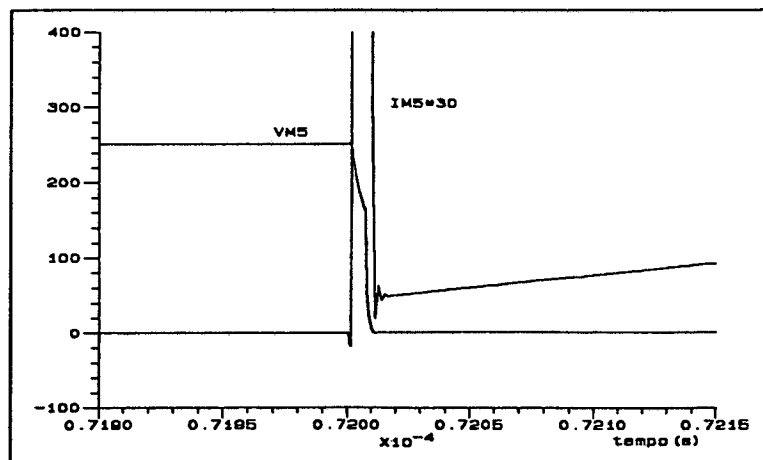
### 3.5.2 - Estudo da Comutação Nos Interruptores Auxiliares

A figura 3.5, mostra a formas de onda de tensão e corrente nos interruptores auxiliares, sendo estes componentes, transistores do tipo MOSFET.



**Fig. 3.5 - Formas de onda de tensão e corrente nos interruptores auxiliares (simulação)**

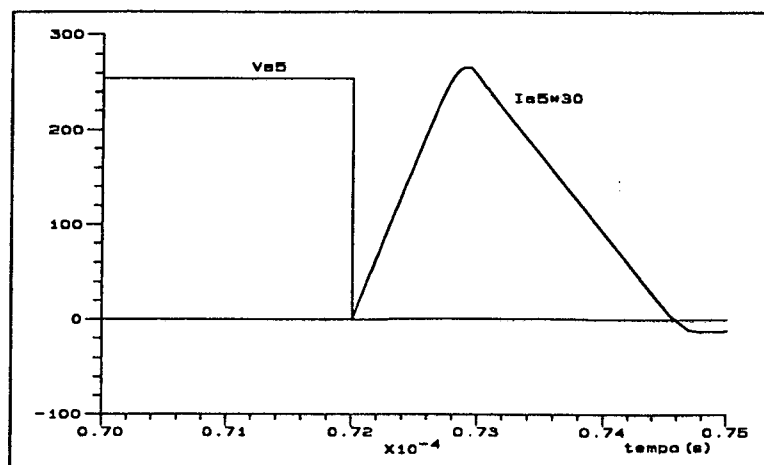
Observa-se na figura 3.5 um pico de corrente de grande magnitude na entrada em condução dos interruptores auxiliares, fato que está mostrado em detalhe na figura 3.6:



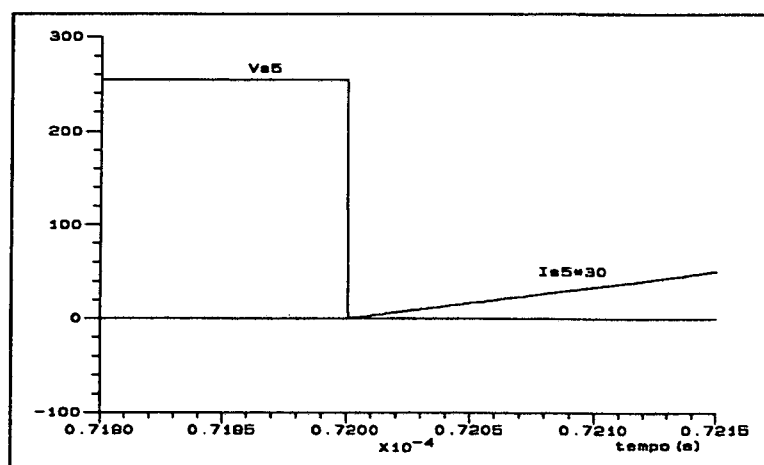
**Fig. 3.6 - Detalhe da entrada em condução do interruptor auxiliar**

Pode-se observar na figura 3.6 que o pico de corrente no interruptor ocorre antes que a tensão sobre o componente tenha se anulado, o que caracteriza uma entrada em condução extremamente dissipativa. Isto ocorre devido a tecnologia empregada nos interruptores auxiliares ser MOSFET. Estes transistores apresentam uma capacitância intrínseca que participa do processo de comutação influenciando no aparecimento do pico de corrente.

A simulação da mesma estrutura, utilizando como interruptores auxiliares "chaves ideais" dá os seguintes resultados, vistos nas figuras 3.7 e 3.8:



**Fig. 3.7 - Formas de onda de tensão e corrente nos interruptores auxiliares (simulação com chaves ideais)**



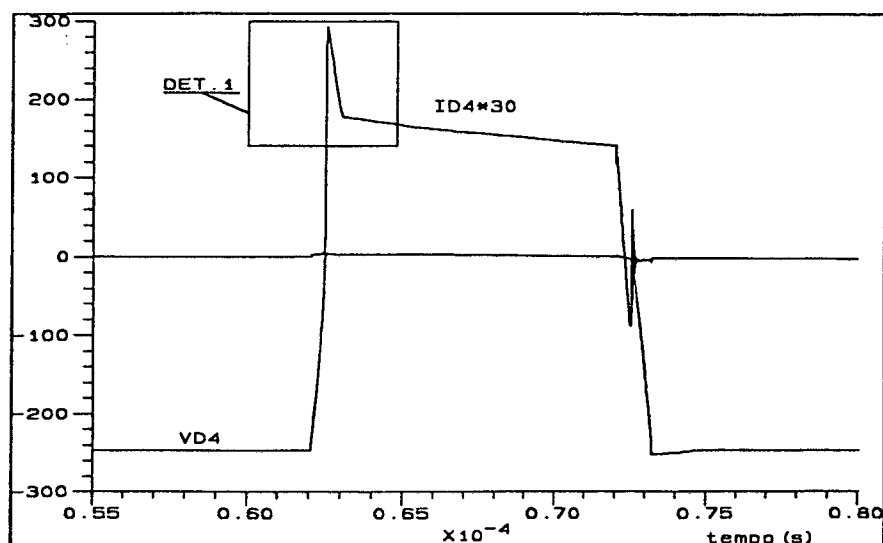
**Fig. 3.8 - Detalhe da entrada em condução do interruptor auxiliar**

O detalhe da tensão e corrente vistos na figura 3.8, mostra como através da utilização de chaves ideais é possível se obter entrada em condução não dissipativa para os interruptores auxiliares.

Será visto no capítulo seguinte, como diminuir o problema da entrada em condução dissipativa dos MOSFET's auxiliares, através de ajustes no circuito de comando.

### **3.5.3 - Estudo do Comportamento da Corrente nos Diodos Principais**

A figura 3.9 mostra o comportamento da tensão e corrente nos diodos principais:



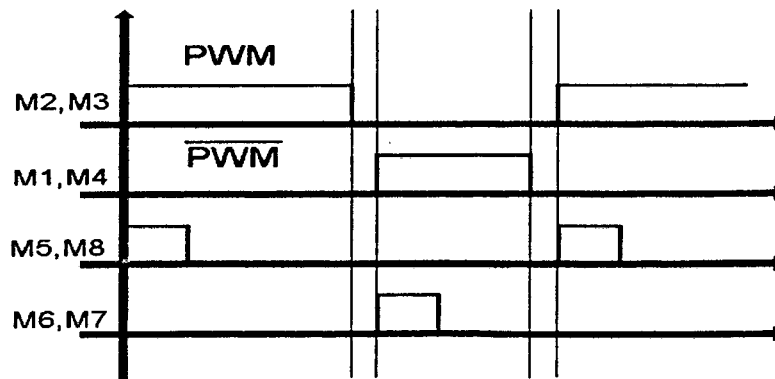
**Fig. 3.9 - Formas de onda de tensão e corrente nos diodos principais (simulação)**

Observa-se em detalhe (DET.1) na figura 3.9 o aparecimento de um pico de corrente na entrada em condução dos diodos principais. Embora este pico de corrente contribua de maneira desprezível para a elevação das perdas no componente, tendo em vista o fato de possuir baixo valor eficaz e ocorrer sob zero de tensão, o mesmo pode ser evitado através da adoção de uma estratégia de comando adequada.

De fato, sendo verificado o início da etapa de roda-livre do diodo D<sub>2</sub> da figura 1.4(h), pode-se verificar o seguinte: A chave S<sub>1</sub> conduzia toda a corrente de carga quando foi bloqueada, ao mesmo tempo que S<sub>2</sub> e S<sub>4</sub> foram comandadas a conduzir. Com a entrada em condução da chave S<sub>4</sub>, o capacitor ressonante C<sub>2</sub> descarrega pela carga, pelo caminho ressonante e pela própria chave S<sub>4</sub>. Portanto, quando o capacitor se descarrega, o diodo intrínseco de S<sub>2</sub> assume além da corrente de carga, a corrente do indutor ressonante, provocando uma sobrecorrente em S<sub>2</sub>. [18]

Uma maneira de diminuir esta sobrecorrente, seria através da introdução de tempos-mortos entre os comandos dos interruptores principais e dos interruptores auxiliares adjacentes, conforme pode ser visto na figura 3.10:





**Fig. 3.10 - Comando dos interruptores principais e auxiliares, com a introdução de tempos-mortos**

A adoção desta metodologia embora resolva o problema, tem o inconveniente de aumentar o número de circuitos integrados utilizados no circuito de controle, além de provocar pequenas alterações nas formas de onda de saída.

Mostrar-se-á no capítulo cinco, que através de ajustes nos parâmetros ressonantes, pode-se conseguir evitar o pico de corrente no diodo auxiliar, pela diminuição da corrente no indutor ressonante.

### 3.6 - CONCLUSÕES:

Neste capítulo, foi apresentada detalhadamente a metodologia para projeto do inversor de tensão tipo **full-bridge** com célula de comutação ZVS. Determinou-se todos os componentes do circuito de potência, dimensionando-se os interruptores a serem utilizados, bem como autotransformadores, indutores e capacitores ressonantes.

A metodologia em questão foi validada por simulações numéricas e se comprova eficiente na determinação dos diversos componentes do circuito proposto. Deve-se ressaltar entretanto, que em função dos parâmetros ressonantes sofrerem grande influência dos elementos parasitas do circuito, notadamente da capacitância intrínseca dos MOSFET's, faz-se necessário alguns ajustes de bancada quando da implementação de um protótipo.

As simulações mostraram também alguns fenômenos associados a natureza de operação do circuito, que são indesejáveis pelo projetista, a saber: 1) Picos de corrente na entrada em condução dos interruptores auxiliares, associados as características intrínsecas dos transistores tipo MOSFET e 2) Picos de corrente na entrada em condução do diodo auxiliar devido a desmagnetização do autotransformador.

## CAPÍTULO IV

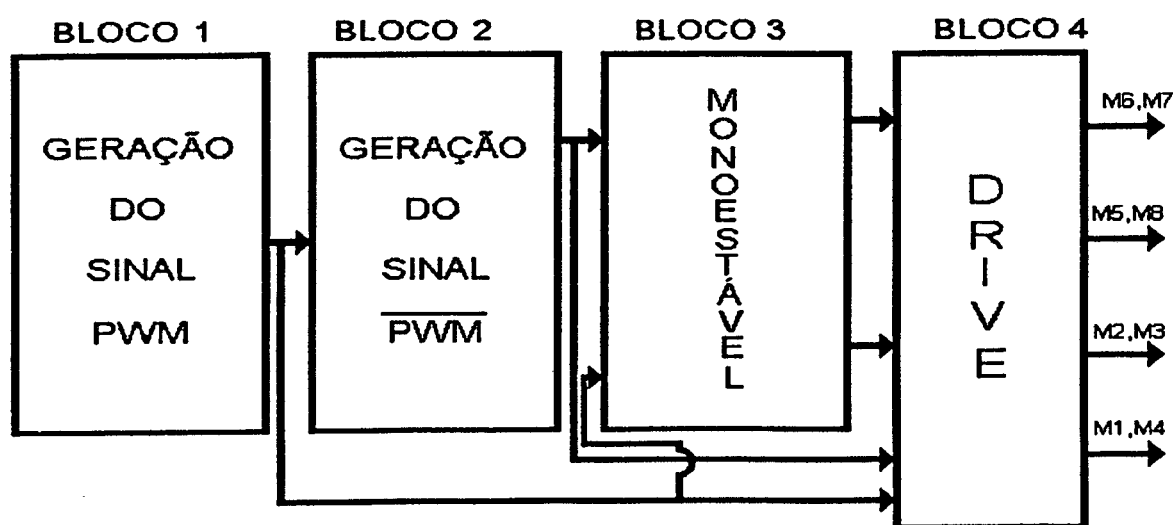
### DEFINIÇÃO E PROJETO DOS CIRCUITOS DE COMANDO E CONTROLE

#### 4.1 - INTRODUÇÃO :

Neste capítulo será estabelecido o circuito de comando dos interruptores do inversor, objetivando controlar em malha aberta o fluxo de potência na carga através de uma modulação PWM senoidal à dois níveis.

Foi visto no capítulo 1 que todas as comutações nas chaves principais ocorrem sob tensão nula (ZVS). Este fato possibilita a utilização dos semicondutores de potência no modo tiristor-dual, de maneira a favorecer a elaboração de um circuito de controle extremamente simples, tendo em vista o fato de não ser necessário precisar os tempos de entrada em condução dos interruptores principais, já que estes passam a conduzir espontaneamente [16,25], além de atuarem auto protegidos, evitando a condução simultânea dos interruptores de um mesmo braço.

O circuito de controle e comando proposto, está mostrado esquematicamente a seguir na figura 4.1, sob a forma de diagrama de blocos :



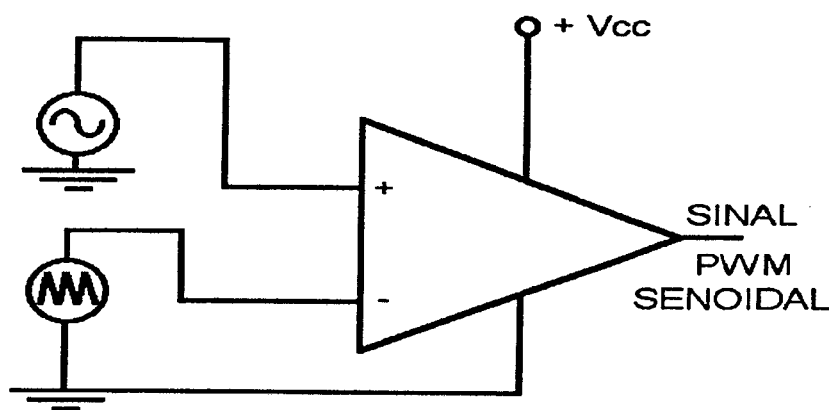
*Fig 4.1 - Diagrama de blocos do circuito de controle*

A partir de então serão estudados todos os blocos do diagrama da figura 4.1, destacando-se as principais características de cada um deles.

## 4.2 - GERAÇÃO DO SINAL PWM SENOIDAL A DOIS NÍVEIS (BLOCO 1) [19]:

Classicamente dentro da eletrônica de potência é comum a utilização de memórias do tipo EPROM para geração do sinal PWM senoidal a dois níveis [15]. Esta técnica possui alguns inconvenientes evidentes, tais como: Está limitada a baixas frequências de chaveamento, já que no caso de frequências elevadas exigir-se-ia memórias extremamente grandes operando com circuitos de clock excessivamente rápidos; Ademais, o controle em malha fechada torna-se bastante complexo devido a grande quantidade de informações a serem armazenadas.

No circuito elaborado para controlar o conversor **full-bridge** com célula de comutação ZVS(bloco 1 da figura 4.1), adota-se uma técnica bem mais simples que consiste na comparação entre um sinal senoidal com frequência de 60Hz e uma onda triangular com frequência de 20KHz, conforme pode ser visto na figura 4.2 :

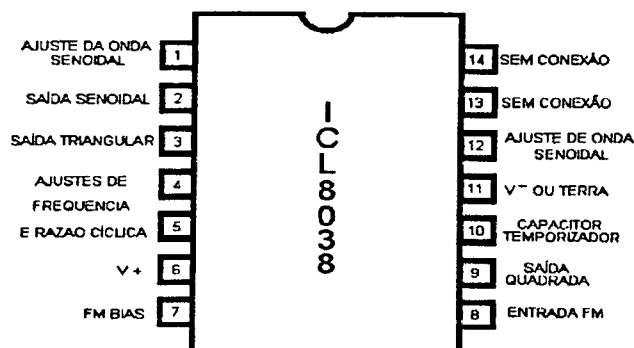


*Fig. 4.2 - Circuito para geração do sinal PWM*

A geração das formas de onda senoidal e triangular vistas na figura anterior é feita a partir da utilização do circuito integrado ICL 8038. Este componente é capaz de produzir com elevada precisão formas de onda senoidais, quadradas, triangulares, dentes-de-serra e pulsos através da utilização de poucos componentes externos, podendo gerar sinais com

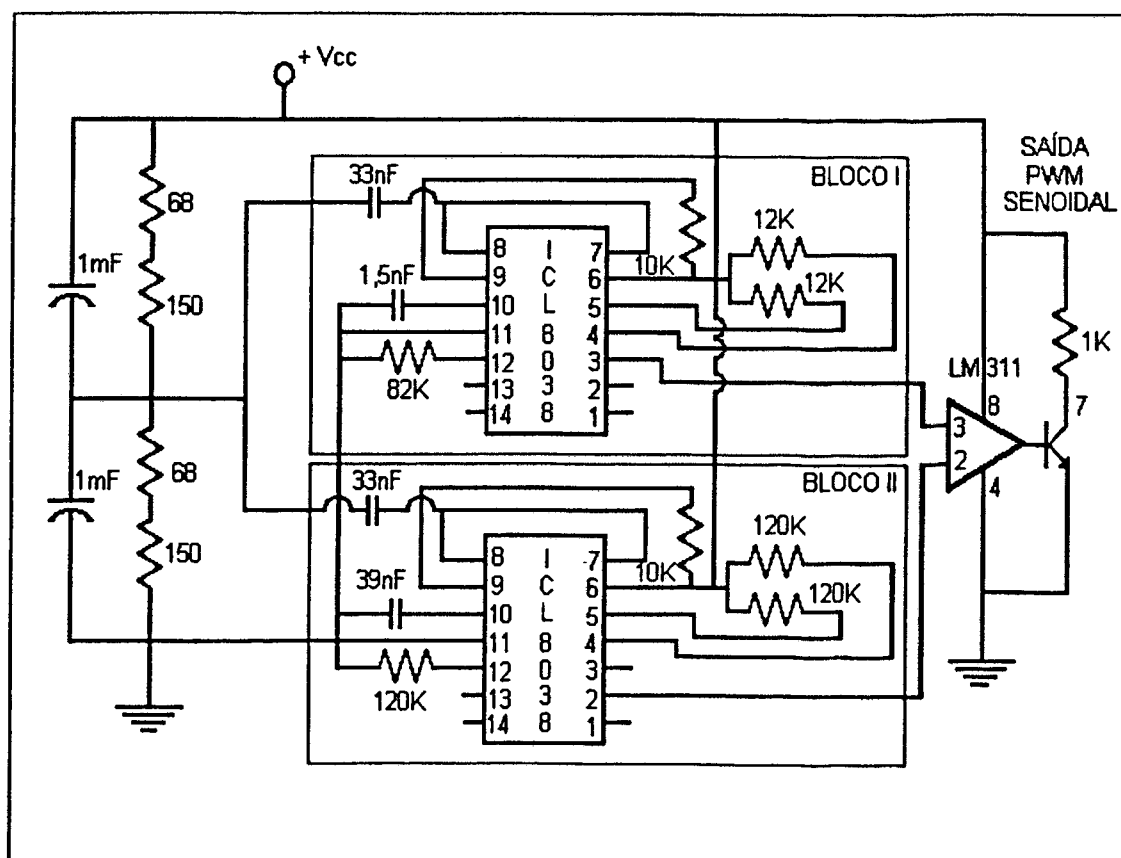
freqüências que variam desde 0,001 Hz a 300 KHz [21]:

O circuito integrado ICL 8038 é apresentado a seguir na figura 4.3:



**Fig. 4.3 - Circuito Integrado ICL 8038**

O circuito completo para geração do sinal PWM senoidal a dois níveis é mostrado a seguir na figura 4.4. Neste circuito pode-se verificar a geração dos sinais triangular e senoidal nos blocos I e II respectivamente:



**Fig. 4.4 - Circuito completo para geração do sinal PWM**

#### **4.3 - COMANDO DOS INTERRUPTORES PRINCIPAIS (BLOCOS 1,2):**

Nos inversores convencionais do tipo **full-bridge** controlados por modulação PWM senoidal, os interruptores do mesmo braço inversor operam com comando complementar. Nestes conversores, para se evitar o curto-circuito da fonte de entrada quando das transições dos interruptores de um mesmo braço, faz-se necessária a geração de um **tempo-morto** entre os comandos de cada um dos interruptores.

No inversor proposto, como os interruptores principais operam no modo tiristor-dual, um interruptor do mesmo braço só entrará em condução quando o outro estiver bloqueado (veja figura 1.5), o que permite o funcionamento da estrutura sem a necessidade de geração de **tempos-mortos**.

Esta característica da estrutura proposta possibilita um comando extremamente simples, tendo em vista que é necessário apenas um circuito inversor lógico (bloco 2 da figura 4.1) para gerar o comando complementar.

#### **4.4 - COMANDO DOS INTERRUPTORES AUXILIARES (BLOCO 3):**

Pelo exposto no capítulo 1, item 1.2, os interruptores auxiliares entram em condução para viabilizar a comutação dos interruptores principais sob zero de tensão (ZVS). Foi visto que para o caso do conversor **half-bridge**, a chave  $S_3$  (figura 1.3) é comandada para permitir a entrada em condução sob tensão nula da chave  $S_1$  e o mesmo ocorrendo com a chave auxiliar  $S_4$  em relação a  $S_2$ .

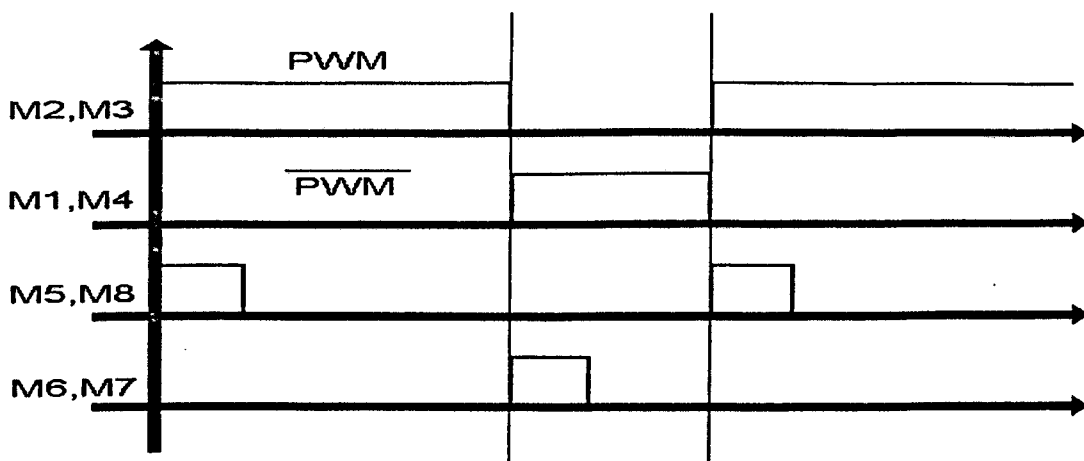
Pode-se observar na figura 1.5 que se o sinal de comando da chave auxiliar  $S_3$  ocorresse simultaneamente ao da chave principal  $S_1$  (estando a chave  $S_1$  no modo tiristor-dual), ainda assim o conversor funcionaria adequadamente, tendo em vista que a chave principal só conduziria quando a tensão sobre ela fosse nula.

Fica claro portanto, que a operação dos interruptores principais no modo tiristor-dual facilita o circuito de comando do conversor pois possibilita que tanto os interruptores principais quanto os seus correspondentes auxiliares sejam comandados simultaneamente.

Outra característica relevante acerca do sinal de comando dos interruptores auxiliares é que estes devem ser bloqueados tão logo a corrente

nos mesmos chegue a zero, objetivando além do bloqueio não dissipativo dos mesmos, estabelecer condições para que o circuito de auxílio à comutação esteja preparado para as próximas etapas de funcionamento, sem o risco de ocorrer curto-circuito na fonte de entrada devido à condução simultânea dos interruptores auxiliares de um mesmo braço.

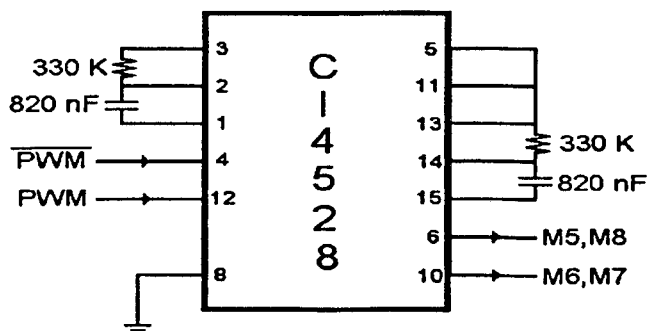
Os sinais de comando dos interruptores principais e auxiliares do inversor **full-bridge** mostrado na figura 3.1, estão apresentados a seguir na figura 4.5:



**Fig. 4.5 - Sinais de comando dos interruptores principais e auxiliares**

Para se obter um sinal simultâneo e de menor duração em relação ao sinal PWM senoidal, deve-se utilizar o CI 4528 que opera como oscilador monoestável.

Pode-se observar na figura 4.6 o diagrama de ligação deste circuito integrado (bloco 3 da figura 4.1), ressaltando-se que o tempo de duração do sinal de saída é obtido por intermédio do ajuste dos resistores e capacitores externos.



**Fig 4.6 - Circuito monoestável**

Foi mostrado no capítulo anterior que a utilização de MOSFET's como interruptores auxiliares leva ao aparecimento de picos de corrente quando da entrada em condução dos mesmos, fato que acarreta em uma comutação dissipativa destes transistores. Outro fenômeno interessante é que devido a transição extremamente rápida do estado de bloqueio para condução, aparecem ruídos de tensão no **gate** dos MOSFET's, que são diretamente proporcionais a tensão do barramento DC. Este fato pode levar a ocorrência de curto-circuito na fonte de entrada pela condução simultânea dos transistores de um braço auxiliar.

Para solucionar estes problemas se faz necessária a colocação de um circuito RC entre o sinal de comando do drive (pinos 1 e 7 do IR 2110) e os terminais **gate-source** dos MOSFET's, conforme pode ser visto na figura 4.9.

O circuito RC faz com que o sinal de comando dos interruptores auxiliares ocorram de forma mais suave, diminuindo consideravelmente os picos de corrente bem como os ruídos de tensão no **gate**.

## **4.5 - CIRCUITO DE DISPARO DO INVERSOR (BLOCO 4):**

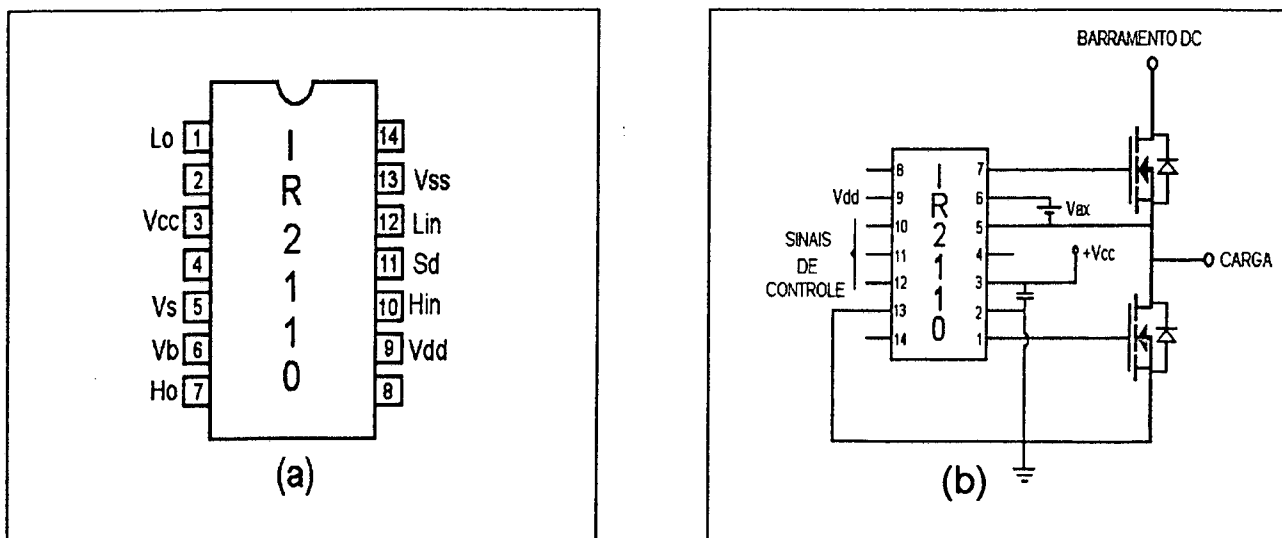
### **4.5.1 - Circuito de drive:**

Os circuitos de comando dos conversores estáticos são isolados tradicionalmente do circuito de potência, através da utilização de transformadores de pulso ou optoacopladores.

O fato do conversor proposto na figura 3.1 operar com modulação PWM senoidal a dois níveis, impõe que o comando das chaves principais ocorra com uma grande variação da razão cíclica e frequência, de tal maneira que se inviabiliza a utilização de transformadores de pulso, já que estes necessitam de um tempo para desmagnetização do núcleo, entre dois pulsos sucessivos [26].

Por outro lado, o isolamento através de optoacopladores, embora que possível, exigiria a utilização de um grande número de fontes auxiliares (pelo menos 6 fontes), além de aumentar consideravelmente a complexidade do circuito de **drive**.

Para solucionar estes problemas, utilizou-se como circuito de comando de **gate** o integrado IR 2110 da International Rectifier, visto a seguir na figura 4.7:



**Fig. 4.7 - Circuito integrado IR 2110: (a) Pinagem e (b) Esquema de ligação**

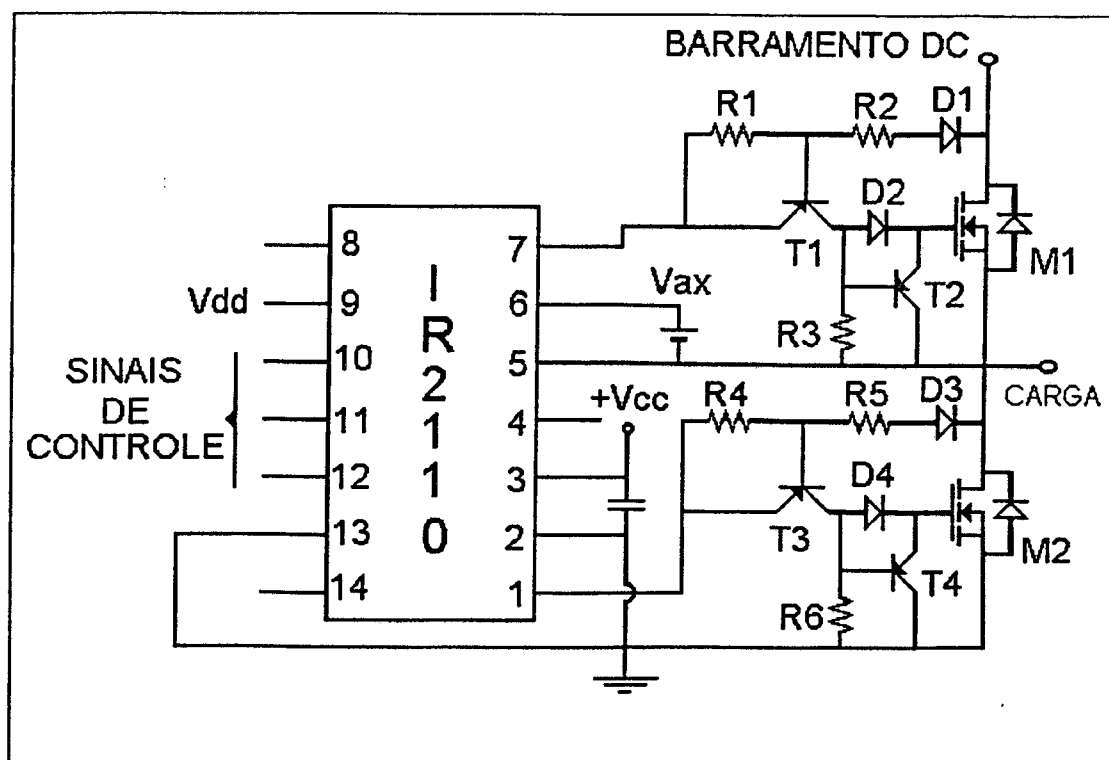
Este circuito integrado é capaz de controlar dois canais de saída  $H_0$  e  $L_0$  independentemente, a partir de sinais lógicos de comando conectados às entradas  $H_{in}$  e  $L_{in}$  respectivamente, fornecendo até 2A de pico por canal de saída [22], o que permite acionar os MOSFET's em um tempo mínimo.

A tensão de **gate** para a chave inferior do braço está referida à terra da fonte de potência (barramento DC), enquanto que a tensão de **gate** para a chave superior está referenciada ao **source** da mesma e provém de uma fonte de tensão auxiliar conectada entre os pinos (5) e (6) conforme está mostrado na figura 4.7 (b). Em alguns casos esta fonte auxiliar pode ser substituída por um capacitor que se carrega através da fonte do pino (3) (veja a ligação do braço auxiliar na figura 4.9).

#### 4.5.2 - Circuito para Operação dos Interruptores Principais no Modo Tiristor-Dual:

O funcionamento dos interruptores principais no modo tiristor-dual é obtido pela incorporação do circuito mostrado na figura 4.8 entre o **gate** e o **source** dos MOSFET's [23,24].





*Fig. 4.8 - Circuito para operação do MOSFET no modo tiristor dual*

O funcionamento deste circuito pode ser compreendido pelo seguinte exemplo, baseado na figura 4.8: Quando o IR 2110 envia o sinal ao **gate** do MOSFET M1, este só entrará em condução se o transistor T<sub>1</sub> estiver habilitado a conduzir. O transistor T<sub>1</sub> só poderá conduzir se o diodo D<sub>1</sub> estiver polarizado diretamente, ou em outras palavras, se a tensão **drain-source** em M<sub>1</sub> for zero (ou próxima de zero, de acordo com a relação entre R<sub>1</sub> e R<sub>2</sub>). Se a tensão **drain-source** em M<sub>1</sub> for diferente de zero, o diodo D<sub>1</sub> estará polarizado reversamente, T<sub>1</sub> bloqueado e o pulso de **gate** não chegará ao MOSFET.

O conjunto R<sub>3</sub>, D<sub>2</sub> e T<sub>2</sub> é usado para descarga da capacitância do MOSFET no bloqueio.

## 4.6 DIAGRAMA ESQUEMÁTICO COMPLETO DO CIRCUITO DE CONTROLE:

O circuito de comando completo do conversor full-bridge com célula de comutação ZVS projetado no capítulo 3, está mostrado a seguir na figura 4.9.

É apresentada também uma relação pormenorizada de todos os componentes utilizados no circuito implementado, com suas respectivas especificações. Estes componentes estão apresentados a seguir:

### RELAÇÃO DOS COMPONENTES :

#### - RESISTORES:

Excetuando-se R<sub>24</sub>, R<sub>25</sub>, R<sub>26</sub> e R<sub>27</sub>, todos os demais resistores são especificados para uma potência de 1/8 W:

R <sub>1</sub>	390Ω	R <sub>19</sub>	18Ω
R <sub>2</sub>	1 KΩ	R <sub>20</sub>	18Ω
R <sub>3</sub>	470Ω	R <sub>21</sub>	330 KΩ
R <sub>4</sub>	8,2Ω	R <sub>22</sub>	330 KΩ
R <sub>5</sub>	390Ω	R <sub>23</sub>	1 KΩ
R <sub>6</sub>	1 KΩ	R <sub>24</sub>	68Ω 1 W
R <sub>7</sub>	470Ω	R <sub>25</sub>	150Ω 1 W
R <sub>8</sub>	8,2Ω	R <sub>26</sub>	68Ω 1 W
R <sub>9</sub>	390Ω	R <sub>27</sub>	150Ω 1 W
R <sub>10</sub>	1 KΩ	R <sub>28</sub>	10 KΩ
R <sub>11</sub>	470Ω	R <sub>29</sub>	12 KΩ
R <sub>12</sub>	8,2Ω	R <sub>30</sub>	12 KΩ
R <sub>13</sub>	390Ω	R <sub>31</sub>	10 KΩ
R <sub>14</sub>	1 KΩ	R <sub>32</sub>	120 KΩ
R <sub>15</sub>	470Ω	R <sub>33</sub>	120 KΩ
R <sub>16</sub>	8,2Ω	R <sub>34</sub>	82 KΩ
R <sub>17</sub>	18Ω	R <sub>35</sub>	120 KΩ
R <sub>18</sub>	18Ω	R <sub>36</sub>	1 KΩ

#### - CAPACITORES:

A menos que esteja especificado o contrário, os capacitores a seguir são do tipo cerâmico:

C <sub>1</sub>	1 $\mu$ F (tântalo)	C <sub>10</sub>	1 $\mu$ F
C <sub>2</sub>	1 $\mu$ F (tântalo)	C <sub>11</sub>	820 nF
C <sub>3</sub>	0,1 $\mu$ F	C <sub>12</sub>	820 nF
C <sub>4</sub>	1 $\mu$ F (tântalo)	C <sub>13</sub>	33 nF
C <sub>5</sub>	0,1 $\mu$ F	C <sub>14</sub>	1,5 nF
C <sub>6</sub>	1 $\mu$ F (tântalo)	C <sub>15</sub>	82 nF
C <sub>7</sub>	1 $\mu$ F	C <sub>16</sub>	82 nF
C <sub>8</sub>	1 $\mu$ F	C <sub>17</sub>	1 mF(eletrolítico)
C <sub>9</sub>	1 $\mu$ F	C <sub>18</sub>	1 mF(eletrolítico)

#### - DIODOS :

D<sub>1</sub>, D<sub>3</sub>, D<sub>5</sub>, D<sub>7</sub>, D<sub>9</sub>, D<sub>10</sub>, D<sub>11</sub>, D<sub>12</sub> - 1N 4937  
D<sub>2</sub>, D<sub>4</sub>, D<sub>6</sub>, D<sub>8</sub> - 1N 4148

#### - TRANSISTORES DE SINAL:

T<sub>1</sub>, T<sub>3</sub>, T<sub>5</sub>, T<sub>7</sub> - BC 337  
T<sub>2</sub>, T<sub>4</sub>, T<sub>6</sub>, T<sub>8</sub> - 2N 2907

#### - FONTES DE ALIMENTAÇÃO:

+ V<sub>CC</sub> : + 15 V (circuito de controle)  
+ V<sub>A1</sub> : + 15 V (entre os pinos 5 e 6 do IR2110)  
+ V<sub>A2</sub> : + 15 V (entre os pinos 5 e 6 do IR2110)

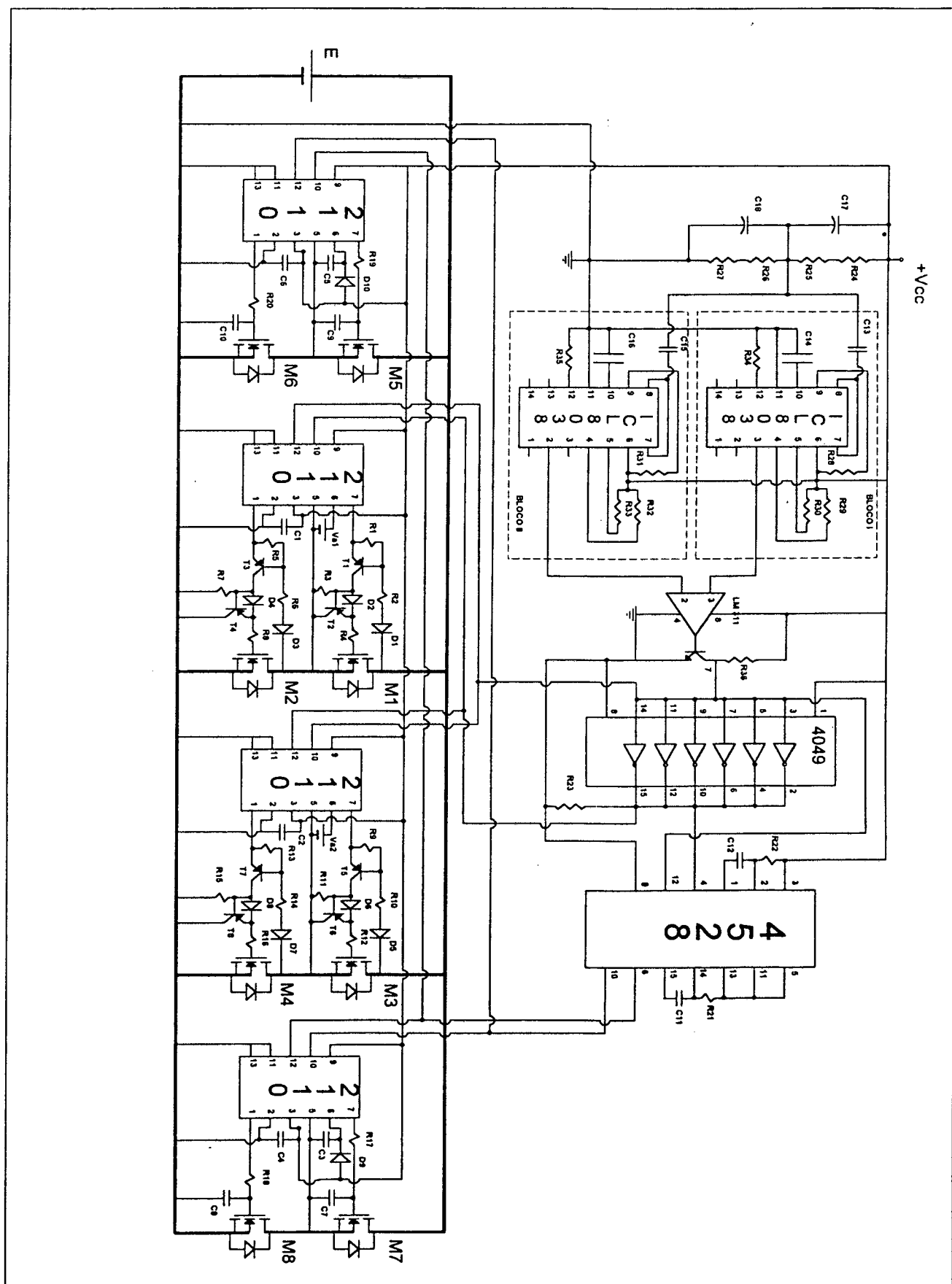


Fig. 4.9 - Circuito de comando completo

## 4.7 - CONCLUSÕES:

Neste capítulo, foram mostrados os circuitos de controle e comando do inversor proposto.

Foi visto que devido a utilização dos interruptores principais no modo tiristor-dual o circuito de comando tornou-se bastante simples, uma vez que não se fez necessário calcular os tempos de entrada em condução dos MOSFET's já que estes passam a conduzir espontaneamente, além do fato de não ser necessária a geração de tempos-mortos entre transistores de um mesmo braço, pois o tiristor-dual funciona auto protegido contra curto-circuito pelo braço inversor.

Os interruptores auxiliares, por serem transistores com tecnologia MOSFET e portanto apresentarem uma capacitância de saída com valor relevante, a tal ponto de influenciarem nas características de operação do circuito, foram comandados através de sinais de **gate** com transições muito suaves, para evitar ruídos de tensão no sinal de comando e principalmente picos de corrente na entrada em condução dos mesmos.

Uma vantagem a ser destacada, é a utilização do integrado IR 2110 que torna bastante simplificado o comando de **gate** dos MOSFET's. Este integrado possibilita comandar um braço do inversor, através da referência flutuante criada para comandar o MOSFET superior do braço, sem a necessidade de isolamento entre os interruptores e o circuito de comando lógico.

# **CAPÍTULO V**

## **RESULTADOS EXPERIMENTAIS**

### **5.1 - INTRODUÇÃO :**

É objetivo deste capítulo apresentar os resultados obtidos a partir de um protótipo implementado em laboratório, tomando por base os projetos realizados nos capítulos 3 e 4.

Devido à grande influência dos parâmetros parasitas na operação do circuito de potência, houve a necessidade de execução de alguns ajustes de bancada, notadamente no que diz respeito aos elementos ressonantes, objetivando o melhor funcionamento do inversor proposto.

Dentre os diversos resultados obtidos, são considerados mais relevantes: A) Os que demonstram a natureza das comutações nos interruptores ativos e passivos; B) A apresentação das formas de onda de tensão e corrente em regime permanente nos principais componentes do circuito; C) A característica de rendimento do inversor.

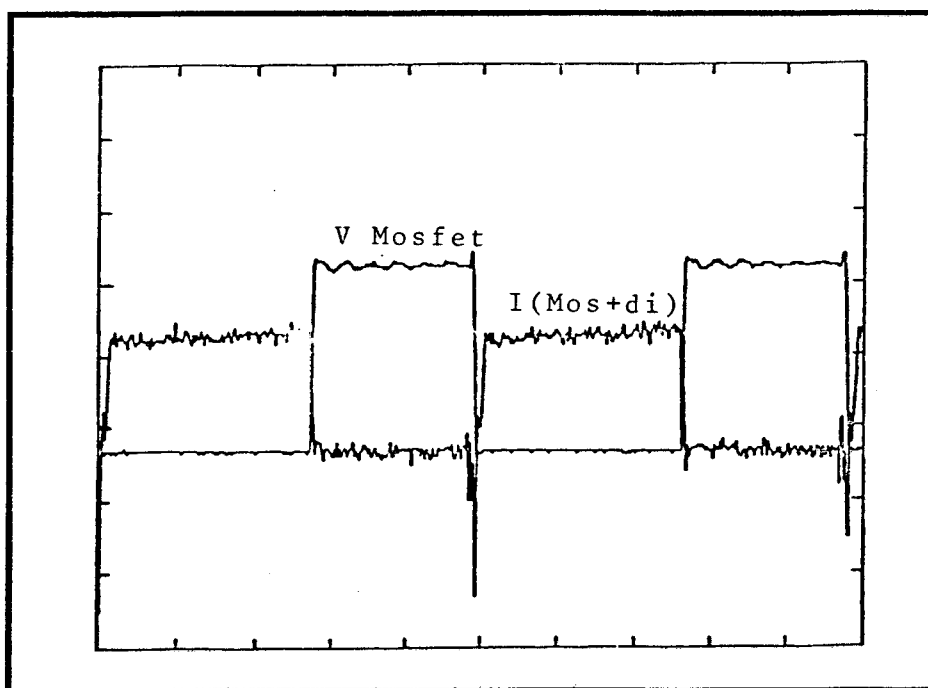
Serão apresentadas no decorrer do capítulo, as formas de onda obtidas por intermédio de aquisição digital via osciloscópio, visando demonstrar as principais características de operação do inversor em questão.

### **5.2 - ANÁLISE DAS COMUTAÇÕES:**

#### **5.2.1 - Interruptores Principais:**

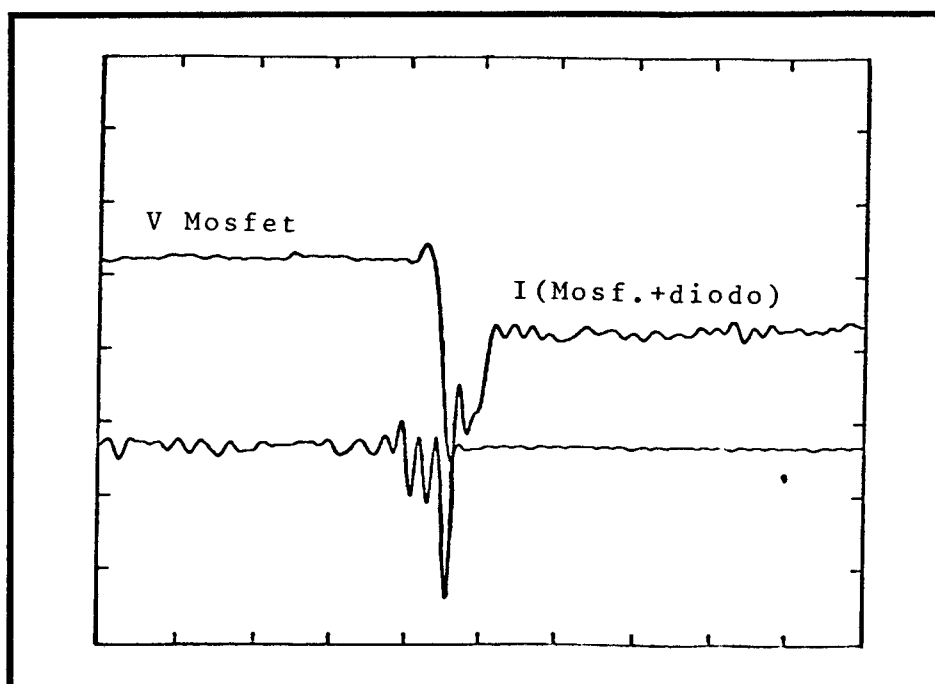
Uma das principais vantagens observadas no estudo teórico do inversor proposto, é a obtenção de comutação não dissipativa (ZVS) dos transistores principais, sem a ocorrência de sobretensões ou sobrecorrentes nos mesmos.

Pode-se verificar na figura 5.1, as formas de onda de tensão e corrente nos interruptores principais, onde constata-se que ambas as condições foram satisfeitas:

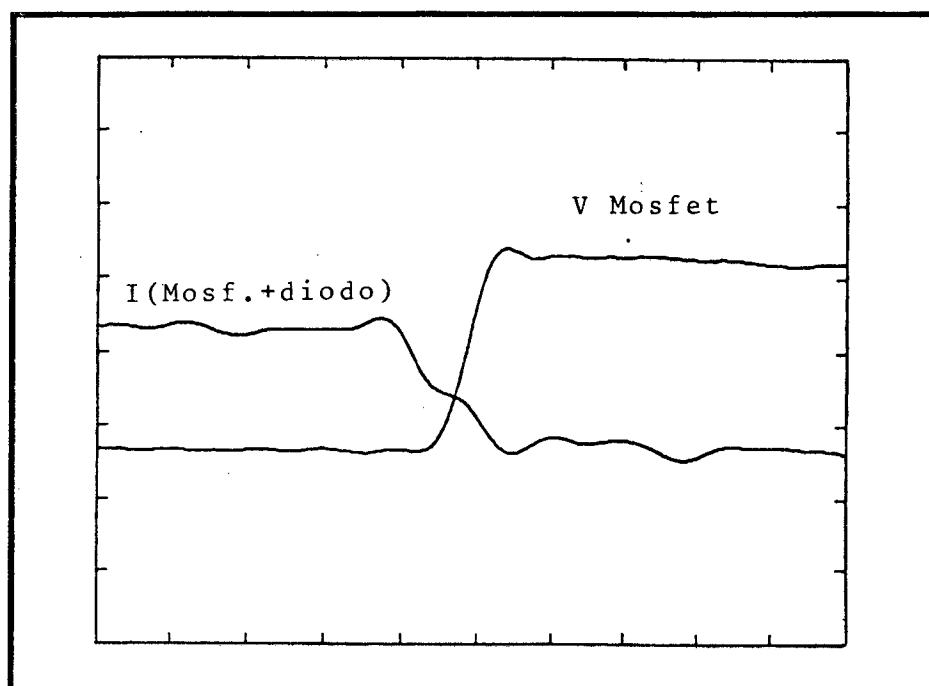


**Fig. 5.1 - Formas de onda de tensão e corrente nos interruptores principais.**  
**Escalas: 5A/div ; 50V/div ; 10 $\mu$ s/div.**

Nas figuras 5.2 e 5.3, estão mostradas em detalhe respectivamente, a entrada em condução e o bloqueio dos interruptores principais:



**Fig. 5.2 - Detalhe da entrada em condução nos interruptores principais.**  
**Escalas: 5A/div.; 50V/div.; 2 $\mu$ s/div.**



**Fig. 5.3 - Detalhe do bloqueio dos interruptores principais. Escalas: 5A/div.; 50V/div.; 500 ns/div.**

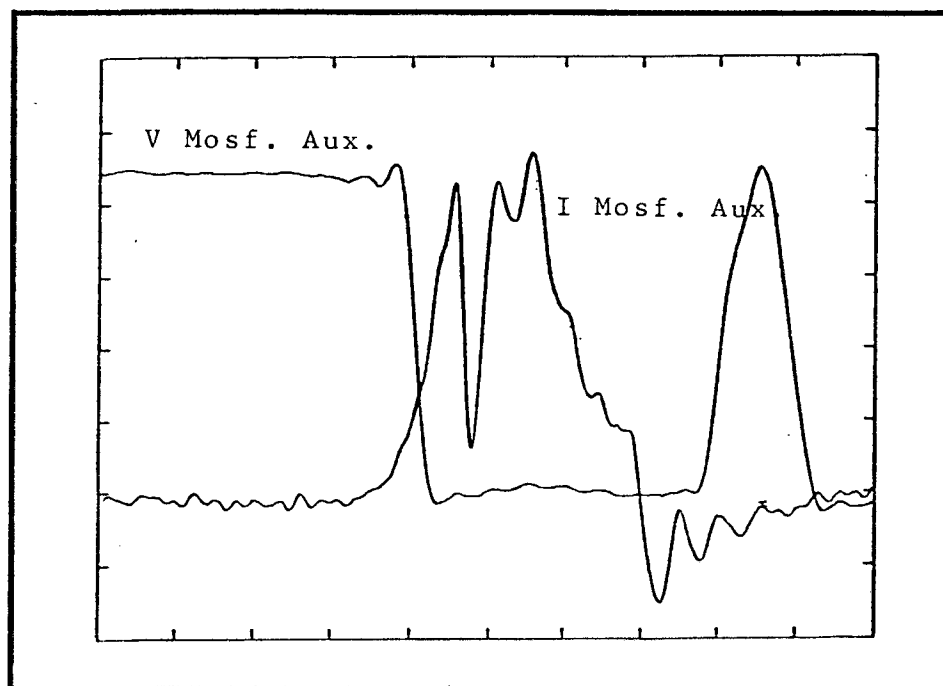
Pode-se constatar na figura 5.3 que durante o bloqueio do interruptor principal, uma pequena parcela de corrente flui através do MOSFET. Isto acontece porque a capacitância de saída intrínseca ao transistor, encontra-se em paralelo com o capacitor ressonante da estrutura e portanto, acaba por assumir parte desta corrente. Constata-se entretanto, que o valor da corrente que flui através da capacitância intrínseca do MOSFET é extremamente reduzido, ocorrendo durante um pequeno intervalo de tempo , não acarretando uma perda substancial no componente durante este intervalo.

### **5.2.2 - Interruptores Auxiliares:**

Foi visto no capítulo 4 que, a adoção de uma estratégia de comando adequada para os interruptores auxiliares do tipo MOSFET, pode tornar a entrada em condução dos mesmos tão suave quanto possível, diminuindo os efeitos de pico de corrente na entrada em condução , bem como ruídos de tensão nos **gates** dos mesmos.

Observa-se na figuras 5.4 a operação de um interruptor auxiliar no protótipo implementado:





**Fig. 5.4 - Detalhe da entrada em condução dos interruptores auxiliares.**  
**Escalas: 5A/div.; 50V/div.; 500 ns/div.**

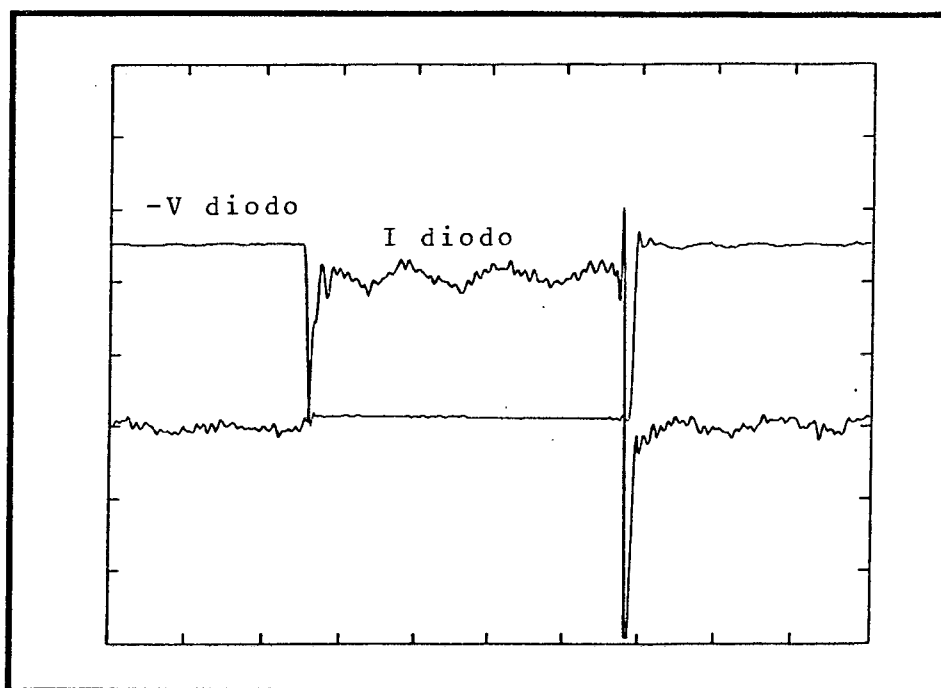
Pode-se constatar em detalhe nesta figura a entrada em condução do interruptor auxiliar.

Verifica-se que, embora seja reduzido o valor do pico de corrente na entrada em condução deste semiconductor, ainda assim não é obtida uma comutação extritamente não-dissipativa, devido às características intrínsecas do tipo de interruptor utilizado na implementação do protótipo, conforme já havia sido mencionado nos capítulos 3 e 4.

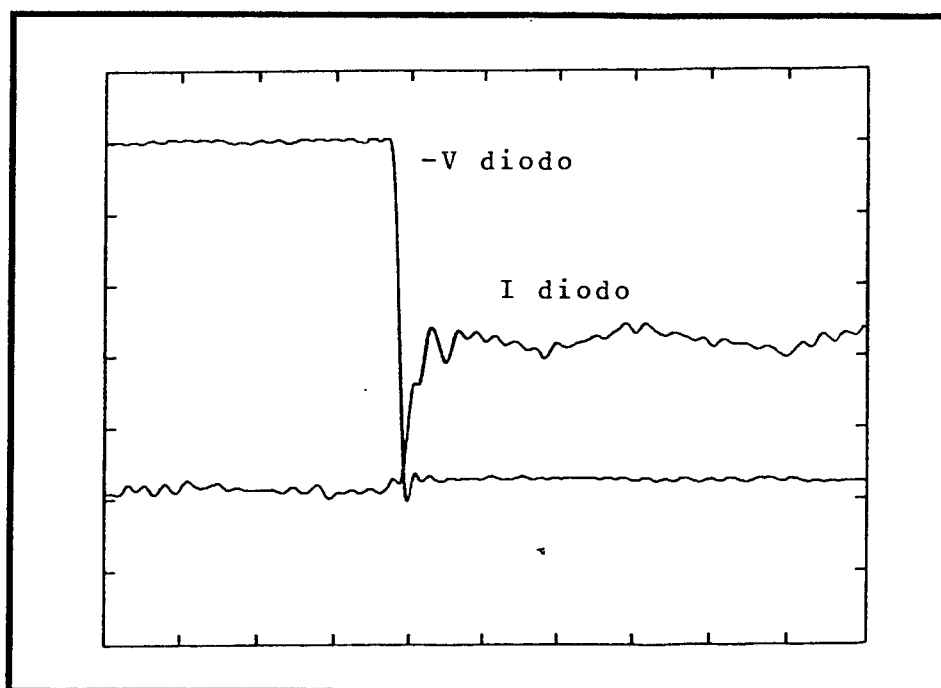
### 5.2.3 - Diodos Principais

A figura 5.5 mostra o comportamento da tensão e corrente nos diodos principais.

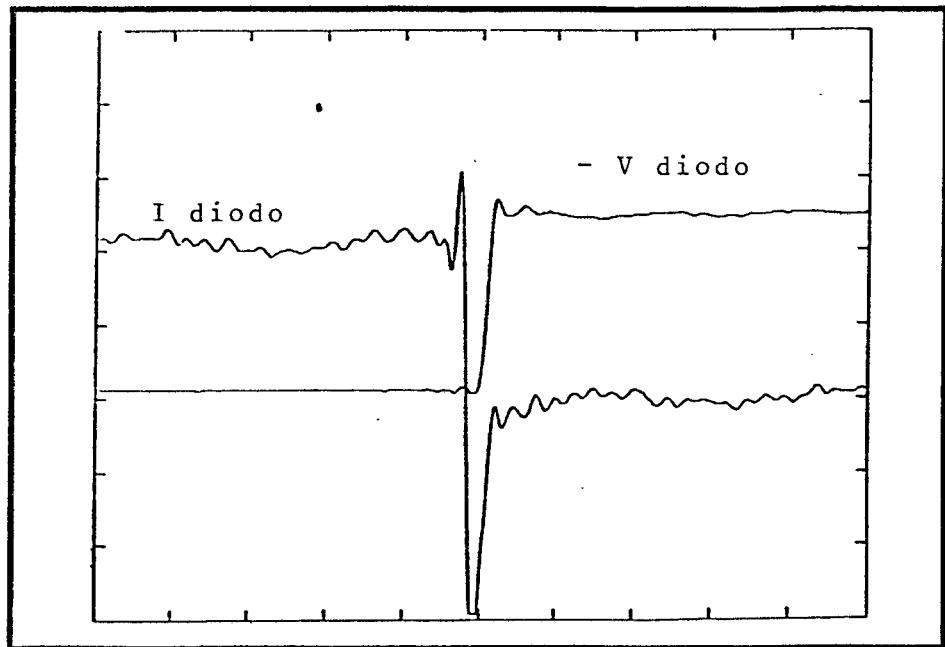
Pode-se verificar detalhadamente nas figuras 5.6 e 5.7 os aspectos referentes a entrada em condução e bloqueio destes semicondutores, respectivamente. Constata-se que, para o inversor em questão, também os interruptores passivos, apresentam características não dissipativas nos instantes de comutação. No caso dos diodos principais, pode-se observar entrada em condução sob zero de tensão (ZVS).



**Fig. 5.5 - Formas de onda de tensão e corrente nos diodos principais.**  
**Escalas: 5A/div.; 100V/div.; 5 $\mu$ s/div.**



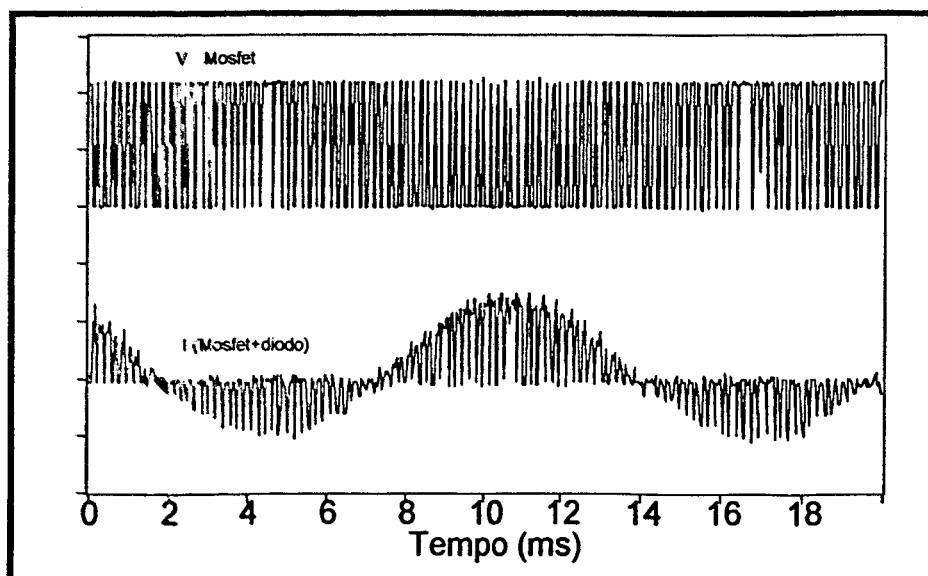
**Fig. 5.6 - Detalhe da entrada em condução dos diodos principais.** Escalas:  
**5A/div.; 50V/div.; 2 $\mu$ s/div.**



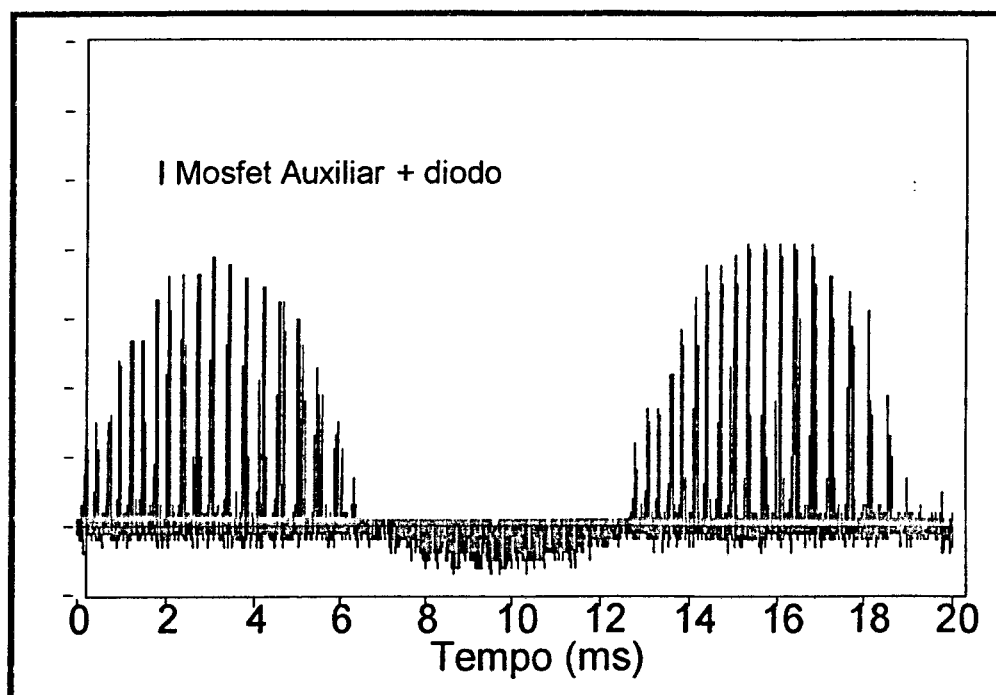
**Fig. 5.7 - Detalhe do bloqueio nos diodos principais. Escalas: 5A/div.; 100V/div.; 2 $\mu$ s/div.**

### 5.3 - COMPORTAMENTO DO INVERSOR OPERANDO COM TENSÃO E CORRENTE NOMINAIS:

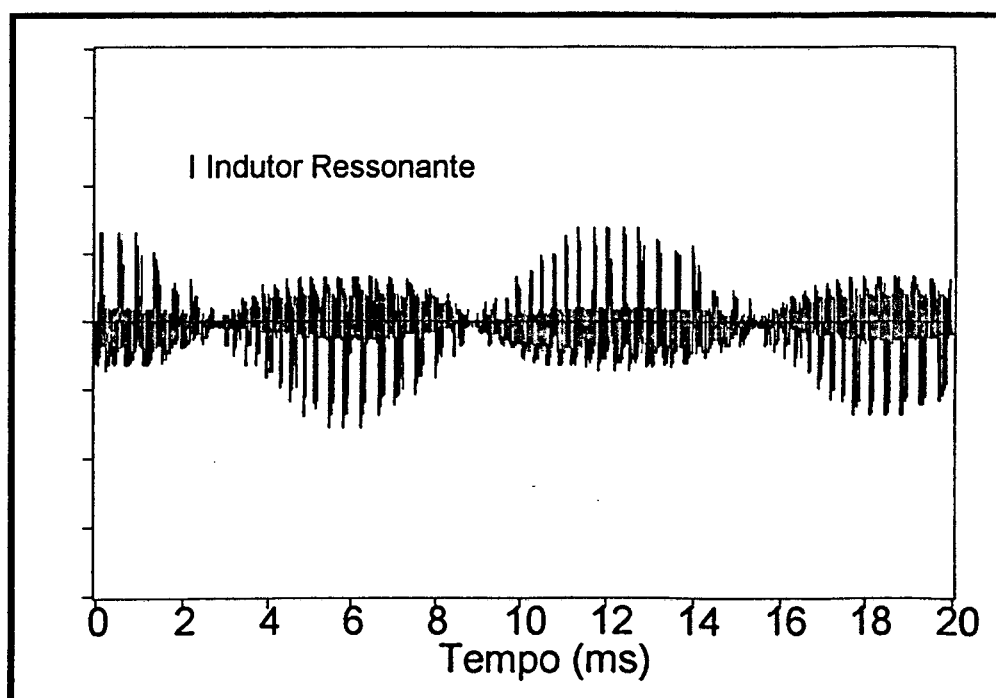
As figuras a seguir, mostram o comportamento da tensão e corrente nos principais componentes do inversor. O protótipo encontra-se operando com modulação PWM senoidal a dois níveis e com carga nominal.



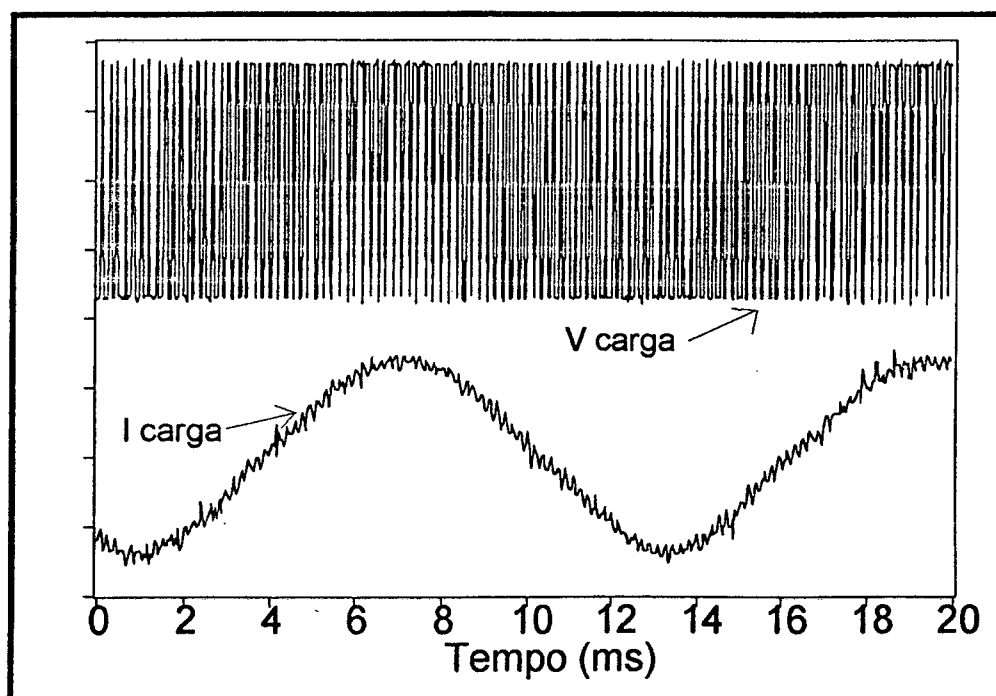
**Fig. 5.8 - Formas de onda de tensão e corrente nos interruptores principais. Escalas: 5A/div.; 100V/div.; 2ms/div.**



**Fig. 5.9 - Forma de onda de corrente nos interruptores auxiliares.**  
**Escalas: 5 A/div.; 2 ms/div.**



**Fig. 5.10 - Forma de onda de corrente nos indutores ressonantes.**  
**Escalas: 20 A/div.; 2 ms/div.**



**Fig 5.11 - Formas de onda de tensão e corrente em carga indutiva.**  
**Escalas: 5 A/div.; 150 V/div.; 2 ms/div.**

#### **5.4 - ESTUDO DO RENDIMENTO:**

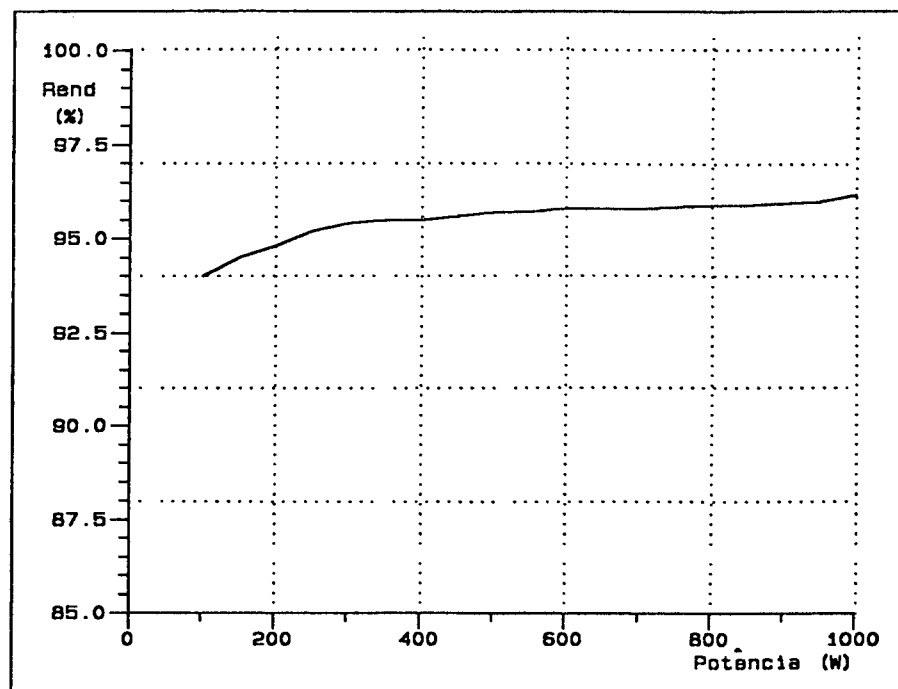
Foi visto anteriormente que um dos objetivos deste trabalho é a implementação de um conversor compacto que apresente elevado rendimento. Para observar se esta condição foi alcançada, realizou-se um ensaio na estrutura onde foi medida a potência de entrada e saída para diversas situações de carga, variando-se desde carga nominal até valores próximos a zero. Os resultados obtidos estão mostrados a seguir, no gráfico da figura 5.12.

Através do mesmo, pode-se constatar que o inversor opera com um rendimento de aproximadamente 95%, desde cargas próximas de zero até carga nominal, o que é um bom resultado em se tratando de **full-bridge**.

Uma análise teórica da estrutura levaria a resultados ainda mais satisfatórios em torno de 97%. Deve-se considerar entretanto que alguma perda de comutação nos interruptores auxiliares, bem como nos elementos magnéticos do circuito acabam contribuindo para diminuição do rendimento do conversor, fato que no entanto não chega a ser significativo.

Um resultado importante que se pode verificar acerca deste ensaio é

que, como o rendimento se mantém elevado para grandes variações de carga fica confirmada a hipótese da comutação ZVS dos interruptores de potência ser independente da corrente de carga.



*Fig. 5.12 - Rendimento do inversor*

## 5.5 - CONCLUSÕES:

Verificou-se neste capítulo, o funcionamento de um protótipo do inversor **full-bridge** com célula de comutação ZVS, implementado em laboratório para uma potência nominal de 1KW e frequência média de modulação de 20 KHz.

Constatou-se que, com o emprego da célula de comutação ZVS, foi possível obter comutação não dissipativa dos MOSFET's principais, sem a ocorrência de nenhum stress adicional de corrente ou tensão em relação aos inversores **full-bridge** convencionais (com comutação dissipativa).

Os diodos principais entram em condução sobre zero de tensão, conforme estudos realizados nos capítulos 1 e 3.

Com relação aos interruptores auxiliares, verificou-se que devido à natureza dos componentes empregados (transistores empregando tecnologia

MOSFET), não se obteve entrada em condução não dissipativa, ocorrendo no entanto perdas de chaveamento toleráveis.

Foram apresentadas as formas de onda de tensão e corrente nas principais partes componentes do circuito, confirmando-se a característica senoidal da corrente de carga, quando da alimentação de cargas indutivas.

Finalmente, constatou-se por intermédio de ensaios, que o conversor apresenta alto rendimento para elevadas variações de carga, o que confirma o fato da natureza ZVS das comutações nos interruptores principais, ser independente da corrente de carga.

## CONCLUSÕES GERAIS

Foi objeto de estudo deste trabalho, a análise, simulação computacional e verificação experimental, de um inversor de tensão tipo **full-bridge**, utilizando a célula de comutação ZVS-PWM-GEPAE, para obtenção de comutações ZVS dos interruptores de potência (ativos e passivos) e ZCS nos interruptores auxiliares.

A importância desta estrutura reside no fato de possibilitar a utilização do inversor, operando com modulação PWM senoidal com frequências elevadas, a tal ponto de propiciar um aumento da densidade de potência do mesmo.

Constatou-se neste estudo os seguintes resultados: A) Foi obtida a comutação ZVS dos interruptores principais sem a ocorrência de **stress** adicional de corrente ou tensão com relação ao inversor **full-bridge** convencional; B) Foi obtida a entrada em condução ZVS dos diodos principais; C) Os transistores auxiliares apresentaram baixas perdas de chaveamento, perdas estas que poderiam ser evitadas com a utilização de outra tecnologia que não apresentasse capacitâncias de saída tão elevadas, tal como é o caso do MOSFET; D) O inversor apresentou um elevado rendimento, operando com frequência elevada; E) A característica de rendimento elevado foi preservada desde pequenas cargas até carga nominal, isto ocorrendo devido à natureza das comutações não-dissipativas dos interruptores principais de ser independente da corrente de carga; F) O conversor apresenta um circuito de comando extremamente simples.

Baseado nos dados expostos acima e nas formas de onda verificadas no capítulo 5, pode-se concluir que este tipo de estrutura está vocacionada para a utilização em elevadas potências, desde que se observe as seguintes considerações: A) Os transistores e diodos de potência são os principais pontos de dissipação do circuito (perdas devido à condução), deve-se portanto especificar componentes com baixas resistências de condução. Observe-se que sob o ponto de vista da eficiência estes componentes são extremamente bem aproveitados, já que pode-se operá-los próximos aos seus limites de tensão e corrente; B) Os transistores auxiliares devem possuir capacitância de saída desprezível, para que possam atuar com comutação ZCS. A adoção de um transistor auxiliar adequado faz com que o mesmo opere praticamente sem perdas, já que conduz um valor eficaz de corrente extremamente reduzido. Vale ressaltar que uma desvantagem evidente desta



estrutura é a utilização de quatro transistores a mais do que o full-bridge convencional, fato que pode não ser tão relevante quando o fator preponderante no custo do componente for o valor eficaz da corrente que flui através do mesmo.

No intuito de se aperfeiçoar o trabalho realizado, sugere-se para pesquisas futuras:

- O estudo desta estrutura operando com potências mais elevadas;
- A utilização de IGBT's como interruptores de potência e transistores bipolares como interruptores auxiliares;
- Fechamento da malha de regulação de tensão;
- Estudo dos conversores PWM não-isolados operando com a célula de comutação proposta.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [01] Javanovic, M. M. - " Merits and Limitations of Resonant and Soft-Switched Converters ". INTELEC'92 Rec., pp. 51 - 58.
- [02] Mohan, N.; Underland, T. M.; Robbins, W. P. - " Power Electronics : Converter, Applications and Design ". John Wiley & Sons, Inc., 1989.
- [03] Divan, D. M. - " The Resonant DC Link Converter - A New Concept in Static Power Conversion ". IEEE - IAS Conference Proceeding, 1986, pp. 267 - 280.
- [04] Boyer, S.; Foch, H.; Roux, J.; Metz, M. - " Chopper and PWM Inverter Using GTO's in Dual Thyristor Operation " . Second European Conference on Power Electronics and Applications, pp. 383 - 389; Grenoble, France, 1987.
- [05] Divan, D. M.; Skibinski, G. - " Zero Switching Loss Inverters for High Power Applications ". IEEE - IAS Annual Conference Records, 1987, pp. 627 - 634.
- [06] Meynard, T. A. ; Cheron, Y.; Foch, H. - " Generalization of The Resonant Switch Concept: Structures and Performance ". Second European Conference on Power Electronics and Applications, pp 239 - 244, 1987.
- [07] Barbi, I.; Bolacell, J. C.; Martins, D. C.; Libano, F. B. - " Buck Quasi-Resonant Converter Operating at Constant Frequency : Analysis, Design and Experimentation ", IEEE PESC'89 Record, pp. 873 - 880.
- [08] Hua, G.; Lee, F. C.; - " A New Class at Zero-Voltage Switched PWM Converters ". High Frequency Power Conversion Conf. Proc. 1991, pp. 224 - 251.

- [09] De Donker, R. W.; Lyons, J. P. - " The Auxiliary Resonant Commutated Pole Converter ", IEEE - IAS'90 Annual Meeting, pp. 1228 - 1235.
- [10] Barbi, I.; Martins, D. C. - " A True PWM Zero-Voltage Switching Pole With Very Low Additional RMS Current Stress ". IEEE PESC'91 Record, pp. 261 - 267.
- [11] Hua, G.; Leu, C. S.; Lee, F. C. - " Novel Zero - Voltage - Transition PWM Converters". IEEE PESC'92 Record, pp. 55-61.
- [12] Martins, D. C.; Seixas, J. , M. S.; Brilhante, J. A.; Barbi, I. - " A New Family of DC-to-DC Converters Using a New ZVS Commutation Cell ". IEEE PESC'93 Record. pp. 524-530.
- [13] Barbi, I. - " Eletrônica de Potência II ". Publicação interna, UFSC, 1990.
- [14] Florero, H. J. - " Inversor Monofásico com Modulação PWM Otimizada a Três Níveis ". Dissertação de Mestrado, UFSC, 1989.
- [15] Souza, A. F. - " Inversor Quase-Ressonante Modulado Por Largura de Pulso ". Dissertação de Mestrado, UFSC, 1992.
- [16] Filho, W. C. P. de A. - " Estudo de Um Conversor Série Ressonante Operando Com Freqüência Constante ", Dissertação de Mestrado, UFSC, 1988.
- [17] APT - Advanced Power Tecnology, N - Channel Enhacement Mode High Voltage Power MOSFET, USA, 1992.
- [18] Seixas, F. J. M. - " Análise da Célula de Comutação ZVS-PWM-GEPAE e Sua Aplicação em Conversores DC-DC e DC-AC ". Dissertação de Mestrado, UFSC, 1993.
- [19] Perin, A. J. - " Teoria e Aplicação de Modulação por Largura de Pulso (PWM) com Otimização de Harmônicos Para Conversores Estáticos de Freqüência ". 6<sup>o</sup> CBA, SBA, Belo Horizonte, MG, 1986, pp. 1 - 15.

- [20] Barbi, I. - Projetos de Fontes Chaveadas ". Publicação Interna, UFSC, Florianópolis, SC, 1990.
- [21] INTERSIL, Data sheet
- [22] NATIONAL SEMICONDUCTORS, Linear Data Book, USA, 1982
- [23] Vieira, J. L. F.; GABIATTI, G.; BARBI, I.; - " On the design and Experimentation of a High Performance 25A/48V Rectifier Unit", INTELEC, 1992.
- [24] Virguetti, S. B.; - " Estudo de um Inversor com Comutação Não-Dissipativa e Tensão de Saída Senoidal Para Cargas Não-Lineares", Dissertação de Mestrado, UFSC, 1992.
- [25] Cheron, Y. - " Aplication des Règles de la Dualité la Conception de Nouveaux Convertisseurs à Transistor de Puissance. Synthèse du Thysistor Dual. Domain d'Aplication ". Tese de Doutorado, Toulouse, INP, 1982.
- [26] Có, M. A. - " Carregador de Baterias Isolado Com Fator de Potência Unitário ". Dissertação de Mestrado, UFSC, 1993.

## APÊNDICE A

### PROGRAMA PARA DETERMINAÇÃO DOS INTERVALOS MÍNIMOS DE CONDUÇÃO EM MODULAÇÕES PWM SENOIDAIS A DOIS NÍVEIS

\$DEBUG

```
PROGRAM ABACO
DIMENSION T(4500),D(4500)
DIMENSION C1(2000),C2(2000)
COMMON ZI,ZR,ZZ,G,PFM,F
DO 1 LL=1,30
1  WRITE(*,*)' '
  WRITE(*, '(A)')' FREQUENCIA DA MODULADORA ==> '
  READ(*,*)F
  WRITE(*,*)' '
  WRITE(*, '(A)')' PROFUNDIDADE DE MODULACAO ==> '
  READ(*,*)PFM
  C2(1)=1/2*F
  C1(1)=F
  NK=1
  DO 5 N=2,400,4
    NK=NK+1
    Z=FLOAT(N)
    G=4*Z*F
    HI=1/G
    NN=2*N-1
    T(1)=0
    DO 10 I=1,NN
      ZZ=FLOAT(I)
      HP=HI+2/G
      ZI=INT(I/2)
      ZR=ZZ/2
      CALL PEGASO(HI,HP,TMP)
      T(I+1)=TMP
10  HI=HP
      T(NN+2)=1/F
      DO 12 K=1,NN+1
12  D(K)=T(K+1)-T(K)
      DO 13 K=1,NN
        KK=NN-K+1
        IF(D(1).GT.D(KK))THEN
          TE=D(1)
          D(1)=D(KK)
```

```

        D(KK)=TE
    ENDIF
13  CONTINUE
    C2(NK)=D(1)
    write(*,*)' '
    write(*,'(a,i4,a)') - ' ,n,' - '
    write(*,*)d(1)
5  C1(NK)=N*F
    NCLE=0
    NCOU=1
    NPT=NK
    NDEL=1
    NTOT=NK
    LRECL=4*(NK)
    CALL GARQPLT(NCLE,NCOU,NPT,NDEL,NTOT,C1,C2,LRECL)
    STOP
    END
C.....
C..... DEFINICAO DAS FUNCOES
C.....
    REAL FUNCTION F1(T1,G1,Z1,A1,FR1)
    REAL T1,G1,Z1,A1,FR1
    F1=A1*SIN(6.283185*FR1*T1)-G1*T1+2*Z1
    RETURN
    END
C.....
    REAL FUNCTION F2(T2,G2,Z2,A2,FR2)
    REAL T2,G2,Z2,A2,FR2
    F2=A2*SIN(6.283185*FR2*T2)+G2*T2-2*Z2
    RETURN
    END
C.....
C..... SUB-ROTINA PEGASO
C.....
    SUBROUTINE PEGASO(HI,HP,TMP)
    COMMON ZI,ZR,ZZ,G,PFM,F
    A=HI
    B=HP
    FA=F1(A,G,ZZ,PFM,F)
    FB=F1(B,G,ZZ,PFM,F)
    IF(ZI-ZR.EQ.0) THEN
        FA=F2(A,G,ZZ,PFM,F)
        FB=F2(B,G,ZZ,PFM,F)
    ENDIF
    FSEGA=(-1)*SIN(6.283185*F*A)
    FTES=FSEGA*FA
    IF(FTES.LT.0)THEN
        TE=A
        A=B
        B=TE
        TE=FA

```

```

    FA=FB
    FB=TE
ENDIF
DO 15 J=1,5000
    C=B-(FB*(B-A))/(FB-FA)
    FC=F1(C,G,ZZ,PFM,F)
    IF(ZI-ZR.EQ.0)FC=F2(C,G,ZZ,PFM,F)
    FT=FB*FC
    IF(FT.GT.0) THEN
        FA=FA*FB/(FB+FC)
        B=C
        FB=FC
        GO TO 20
    ENDIF
    A=C
    FA=FC
20  TMP=C
    DELTA=ABS(C-A)
    IF(DELTA.LE.1E-9)GO TO 25
15  CONTINUE
25  RETURN
END

C.....
C..... GERACAO DE ARQUIVO .PLT
C.....
    SUBROUTINE GARQPLT(NCLE,NCOU,NPT,NDEL,NTOT,C1,C2,LRECL)
    DIMENSION C1(2000),C2(2000)
    CHARACTER NOME*20
11  WRITE(*,'(A)')' ENTRE COM O NOME DO ARQUIVO DE SAIDA : '
    READ(*,'(A)',ERR=11)NOME
    CALL UPCASE(NOME)
    OPEN(10,FILE=NOME,STATUS='NEW',ACCESS='DIRECT'
    & ,RECL=LRECL,ERR=13)
    GO TO 14
13  WRITE(*,*)' ERRO NO NOME DO ARQUIVO DE SAIDA '
    STOP
14  WRITE(10,REC=1)NCLE,NCOU,NPT,NDEL,NTOT
    WRITE(10,REC=2)(C1(I),I=1,NPT)
    WRITE(10,REC=3)(C2(I),I=1,NPT)
    WRITE(*,*)'O ARQUIVO ',NOME,' ESTA GUARDADO'
    RETURN
END
    SUBROUTINE UPCASE(NAM)
    CHARACTER NAM*20
    DO 2 I=16,1,-1
        IF(NAM(I:I).NE.' ')GO TO 3
2  CONTINUE
    I=1
3  NAM(I+1:I+4)='.DES'
    RETURN
END

```

## APÊNDICE B

### PROGRAMA PARA DETERMINAÇÃO DE VALORES EFICAZES E MÉDIOS DE CORRENTE NOS INTERRUPTORES DE POTÊNCIA

```
$LARGE
$DEBUG
$STORAGE:2
  PROGRAM PROJ
  COMMON D(3340),AN(1000),ZN(1000),FI(1000),AA(1000)
  COMMON VE(3340),VM(3340)
  COMMON ZI,ZR,ZZ,G,AM,F
  DIMENSION VES3(700,7),VMS3(700,7),VED1(700,7),VMD1(700,7)
  DIMENSION C1(700),T(3340)
  DO 1 LM=1,30
1  WRITE(*,*)' '
  WRITE(*,*)' '
  WRITE(*, '(A)')' FREQUENCIA DA MODULADORA ==> '
  READ(*,*)F
  WRITE(*,*)' '
  WRITE(*, '(A)')' VALOR DO FATOR DE POTENCIA DA CARGA ==> '
  READ(*,*)FP
  WRITE(*,*)' '
  WRITE(*, '(A)')' DETERMINE A QUANTIDADE DE HARMONICAS ==> '
  READ(*,*)JH
  WRITE(*,*)' '
  WRITE(*, '(A)')' VALOR DA TENSÃO NO BARRAMENTO DC ==> '
  READ(*,*)VS
  WRITE(*,*)' '
  ANG=ACOS(FP)
  PI=3.141592654
  AM=0.65
  DO 60 IAM=1,6
    AM=AM + .05
    WRITE(*,*)AM
    VP=VS*AM*0.5
    ZIMP=(VP*VP*FP)/2500
    R=ZIMP*FP
    XL=ZIMP*SIN(ANG)
    VIL=XL/(2*PI*F)
    CIO=2500/(VP*FP)
    KN=0
    DO 60 N=3,50,5
      KN=KN+1
```



```

write(*,'(a,i4,a)') - ',kn,' - '
Z=FLOAT(N)
C1(KN)=Z
ZT=Z/2
ZTP=INT(N/2)
G=4*Z*F
HI=1/G
NN=2*N-1
T(1)=0
DO 10 I=1,NN
  ZZ=FLOAT(I)
  HP=HI+2/G
  ZI=INT(I/2)
  ZR=ZZ/2
  CALL PEGASO(HI,HP,TMP)
  T(I+1)=TMP
10  HI=HP
  T(NN+2)=1/F
C.....
C..... CALCULO DOS COEFICIENTES DA SERIE DE FOURIER
C.....
  NP=INT(Z/2+1)
  DO 15 I=1,JH,2
    SOM=0
    KK=-1
    ZZ=FLOAT(I)
    DO 16 K=2,NP
      ST=2*KK*COS(ZZ*PI*2*F*T(K))
      SOM=SOM+ST
16  KK=KK*(-1)
      AN(I)=(4/ZZ*PI)*(1+SOM)
      ZN(I)=SQRT(R*R+(ZZ*2*PI*F*VIL)**2)
15  FI(I)=ATAN(ZZ*2*PI*F*VIL/R)
      DO 17 I=1,2*N
17  D(I)=T(I+1)-T(I)
C.....
C..... CALCULO DO VALOR DA INTEGRAL
C.....
  CALL SIMPS2(N,PI,JH,VP,T)
  VAL1=0
  VAL2=0
  DO 30 I=1,2*N,2
    VAL1=VAL1+VE(I)
30  VAL2=VAL2+VM(I)
  VES3(KN,IAM)=(SQRT(VAL1/2*PI))/CIO
  VMS3(KN,IAM)=(SQRT(VAL2/2*PI))/CIO
  VAL1=0
  VAL2=0
  DO 35 I=2,2*N,2
    VAL1=VAL1+VE(I)
35  VAL2=VAL2+VM(I)

```

```

      VED1(KN,IAM)=(SQRT(VAL1/2*PI))/CIO
      VMD1(KN,IAM)=(SQRT(VAL2/2*PI))/CIO
60 CONTINUE
C.....
C..... IMPRESSAO DE RESULTADOS
C.....
      NCLE=0
      NCOU=6
      NPT=KN
      WRITE(*,*)NPT
      NDEL=1
      NTOT=KN
      LRECL=4*KN
      CALL GARQDES(NCLE,NCOU,NPT,NDEL,NTOT,C1,VES3,LRECL)
      CALL GARQDES(NCLE,NCOU,NPT,NDEL,NTOT,C1,VMS3,LRECL)
      CALL GARQDES(NCLE,NCOU,NPT,NDEL,NTOT,C1,VED1,LRECL)
      CALL GARQDES(NCLE,NCOU,NPT,NDEL,NTOT,C1,VMD1,LRECL)
      STOP
      END
C.....
C..... DEFINICAO DAS FUNCOES
C.....
      REAL FUNCTION F1(T1,G1,Z1,A1,FR1)
      REAL T1,G1,Z1,A1,FR1
      F1=A1*SIN(6.283185*FR1*T1)-G1*T1+2*Z1
      RETURN
      END
C.....
      REAL FUNCTION F2(T2,G2,Z2,A2,FR2)
      REAL T2,G2,Z2,A2,FR2
      F2=A2*SIN(6.283185*FR2*T2)+G2*T2-2*Z2
      RETURN
      END
C.....
C..... SUB-ROTINA PEGASO
C.....
      SUBROUTINE PEGASO(HI,HP,TMP)
      COMMON D(3340),AN(1000),ZN(1000),FI(1000),AA(1000)
      COMMON VE(3340),VM(3340)
      COMMON ZI,ZR,ZZ,G,AM,F
      A=HI
      B=HP
      FA=F1(A,G,ZZ,AM,F)
      FB=F1(B,G,ZZ,AM,F)
      IF(ZI-ZR.EQ.0) THEN
        FA=F2(A,G,ZZ,AM,F)
        FB=F2(B,G,ZZ,AM,F)
      ENDIF
      FSEGA=(-1)*SIN(6.283185*F*A)*AM
      FTES=FSEGA*FA
      IF(FTES.LT.0) THEN

```

```

    TE=A
    A=B
    B=TE
    TE=FA
    FA=FB
    FB=TE
ENDIF
DO 15 J=1,5000
    C=B-(FB*(B-A))/(FB-FA)
    FC=F1(C,G,ZZ,AM,F)
    IF(ZI-ZR.EQ.0)FC=F2(C,G,ZZ,AM,F)
    FT=FB*FC
    IF(FT.GT.0) THEN
        FA=FA*FB/(FB+FC)
        B=C
        FB=FC
        GO TO 20
    ENDIF
    A=C
    FA=FC
20 TMP=C
    DELTA=ABS(C-A)
    IF(DELTA.LE.1E-9)GO TO 25
15 CONTINUE
25 RETURN
END
C.....
C..... SUB-ROTINA SIMPSOM
C.....
    SUBROUTINE SIMPS2(N,PI,JH,VP,T)
    COMMON D(3340),AN(1000),ZN(1000),FI(1000),AA(1000)
    COMMON VE(3340),VM(3340)
    COMMON ZI,ZR,ZZ,G,AM,F
    DIMENSION X(50),Y1(50),Y2(50),CC(50),T(3340)
    CC(1)=1
    CC(38)=3
    CC(39)=3
    CC(40)=1
    DO 5 J=2,37,3
        CC(J)=3
        CC(J+1)=3
    5 CC(J+2)=2
    DO 3 I=1,2*N
        AR=T(I)
        H=D(I)/39
        DO 10 J=1,40
            K=J-1
            X(J)=AR+FLOAT(K)*H
            DO 20 KK=1,JH,2
                ZST=FLOAT(KK)
20    AA(KK)=(AN(KK)/ZN(KK))*SIN(ZST*2*PI*F*X(J)-FI(KK))

```

```

        SOMQ=0
        DO 21 KK=1,JH,2
21      SOMQ=SOMQ+AA(KK)
        ASOMQ=ABS(SOMQ)
        STE=(SOMQ+ASOMQ)*VP
        Y1(J)=0.5*STE
10      Y2(J)=0.25*STE*STE
        SOM=0
        DO 15 J=1,40
15      SOM=SOM+CC(J)*Y2(J)
        VE(I)=(3*H/8)*SOM
        SOM=0
        DO 16 J=1,40
16      SOM=SOM+CC(J)*Y1(J)
3      VM(I)=(3*H/8)*SOM
        RETURN
        END
C.....
C..... GERACAO DO ARQUIVO .DES
C.....
        SUBROUTINE GARQDES(NCLE,NCOU,NPT,NDEL,NTOT,X,Y,LRECL)
        DIMENSION Y(700,7),X(*)
        CHARACTER NOME*20
        WRITE(*,*)NCOU
        WRITE(*,*)NPT
130     WRITE(*,'(a)')' ENTRE COM O NOME DO ARQUIVO DE SAIDA: '
        read(*,'(a)',err=130)NOME
        CALL UPCASE(NOME)
        OPEN(10,FILE=NOME,STATUS='NEW',ACCESS='DIRECT',RECL=LRECL,ERR
        *=140)
        GOTO 150
140     WRITE(*,*)'ERRO NO NOME DO ARQUIVO DE SAÍDA'
        WRITE(*,*)'   OU ARQUIVO JA EXISTENTE'
        STOP
150     WRITE(10,REC=1)NCLE,NCOU,NPT,NDEL,NTOT
        WRITE(10,REC=2)(X(I),I=1,NPT)
        DO 1 J=1,NCOU
            WRITE(10,REC=J + 2)(Y(I,J),I=1,NPT)
        WRITE(*,*)'O ARQUIVO ',NOME,' ESTA GUARDADO'
        RETURN
        END
        SUBROUTINE UPCASE(NAM)
        CHARACTER NAM*20
        DO 2 I=1,20
        IF(NAM(I:I).NE.' ')GO TO 3
2     CONTINUE
        I=1
3     NAM(I+1:I+4)='.DES'
        RETURN
        END

```

## APÊNDICE C

### DETERMINAÇÃO DO VALOR EFICAZ DE CORRENTE NO INDUTOR RESSONANTE

O valor eficaz de corrente no indutor ressonante deve ser obtido através da raiz quadrada do somatório dos valores eficazes ao quadrado, de cada etapa na qual o indutor conduz, ou seja, 2ª, 3ª, 4ª, 5ª, e 8ª:

2ª Etapa:

Da equação (1.10) foi visto que:

$$\overline{I_{L_R}} = (1 - a) \omega_0 t \quad (1.10)$$

portanto,

$$\overline{I_{L_{R2ef}}}^2 = \frac{1}{T_S} \int_0^{\Delta t_2} [(1 - a) \omega_0 t]^2 dt \quad (C.1)$$

a partir da resolução desta integral se obtém:

$$\overline{I_{L_{R2ef}}}^2 = \frac{f_S}{f_0} \frac{(1 - a)^2 \alpha^3}{6 \pi a^3} \quad (C.2)$$

3ª Etapa:

A partir da equação (1.20) tem-se que:

$$\overline{I_{L_R}} = \alpha + (1 - a) \text{sen } \omega_0 t \quad (1.20)$$

desta maneira,

$$\overline{I_{LR3ef}}^2 = \frac{1}{T_S} \int_0^{\Delta t_3} [\alpha + (1-a) \sin \omega_0 t]^2 dt \quad (C.3)$$

a resolução da equação acima, fornece:

$$\overline{I_{LR3ef}}^2 = \frac{f_S}{f_0} \frac{1}{2\pi} \left[ \frac{(1-a)^2}{2} \left( \beta - \frac{\sin 2\beta}{2} \right) + 2\alpha + \alpha^2 \beta \right] \quad (C.4)$$

4ª Etapa:

A partir da equação (1.27), tem-se que:

$$\overline{I_{LR}} = \alpha + (1-a) \sin \beta - a \omega_0 t \quad (1.27)$$

como,

$$\gamma = (1-a) \sin \beta$$

portanto,

$$\overline{I_{LR4ef}}^2 = \frac{1}{T_S} \int_0^{\Delta t_4} [\alpha + \gamma - a \omega_0 t]^2 dt \quad (C.5)$$

a resolução da equação acima, fornece:

$$\overline{I_{LR4ef}}^2 = \frac{f_S}{f_0} \frac{\gamma}{2\pi a} \left[ \frac{\gamma^2}{3} + \alpha\gamma + \alpha^2 \right] \quad (C.6)$$

5ª Etapa:

Nesta etapa, o valor instantâneo da corrente no indutor ressonante é dado pela expressão (1.37):

$$\overline{I_{L_R}} = \alpha - a \omega_0 t \quad (1.37)$$

portanto,

$$\overline{I_{L_{R5ef}}}^2 = \frac{1}{T_S} \int_0^{\Delta t_5} [\alpha - a \omega_0 t]^2 dt \quad (C.7)$$

resolvendo-se esta integral, se obtém:

$$\overline{I_{L_{R5ef}}}^2 = \frac{f_S}{f_0} \frac{\alpha^3}{6 \pi a^3} \quad (C.8)$$

8ª Etapa:

Pela equação (1.50) tem-se que:

$$\overline{I_{L_R}} = (1 - a) \text{sen } \omega_0 t \quad (1.50)$$

portanto,

$$\overline{I_{L_{R8ef}}}^2 = \frac{1}{T_S} \int_0^{\Delta t_8} [(1 - a) \text{sen } \omega_0 t]^2 dt \quad (C.9)$$

resolvendo-se a integral acima, se obtém:

$$\overline{I_{L_{R8ef}}}^2 = \frac{f_S}{f_0} \frac{1}{2 \pi} \left[ \beta - \frac{\text{sen } 4\beta}{4} \right] \quad (C.10)$$

O valor eficaz é dado então por:

$$\overline{I_{L_{Ref}}}^2 = \overline{I_{LR2ef}}^2 + \overline{I_{LR3ef}}^2 + \overline{I_{LR4ef}}^2 + \overline{I_{LR5ef}}^2 + \overline{I_{LR6ef}}^2 \quad (C.11)$$

portanto,

$$\begin{aligned} \overline{I_{L_{Ref}}}^2 = \frac{f_s}{2\pi f_0} & \left[ \frac{(1-a)^2 \alpha^3}{3a^3} + \frac{(1-a)^2}{2} \left( \beta - \frac{\sin 2\beta}{2} \right) + \alpha^2 \beta + \frac{\alpha^3}{3a} \right] \\ & + \frac{f_s}{2\pi f_0} \left[ \frac{\gamma}{\alpha} \left( \frac{\gamma^2}{3} + \alpha\gamma + \alpha^2 \right) + 2\alpha + (1-a)^2 \left( \beta - \frac{\sin 4\beta}{4} \right) \right] \end{aligned} \quad (C.12)$$

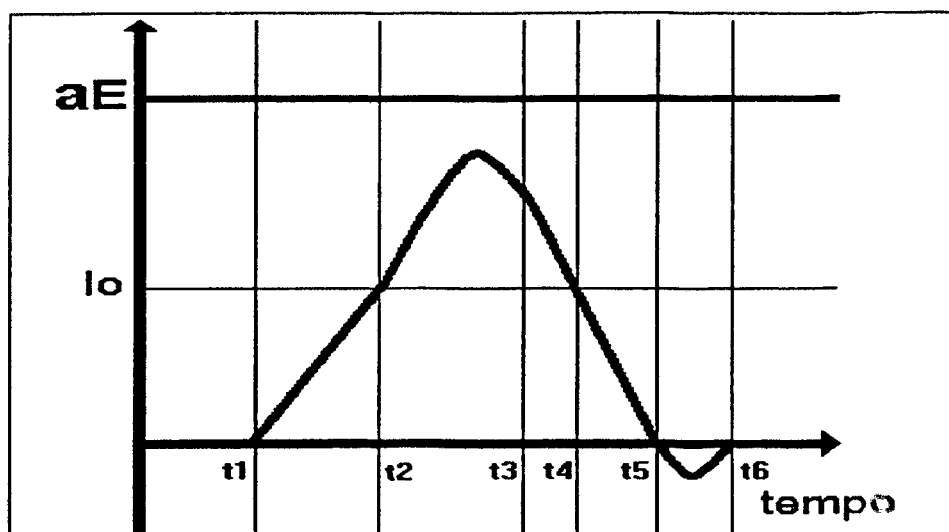


## APÊNDICE D

### DETERMINAÇÃO DAS EQUAÇÕES PARA PROJETO DO AUTOTRANSFORMADOR

#### D.1 - DETERMINAÇÃO DO NÚCLEO MÍNIMO:

Foi visto em [20] que, para as formas de onda de tensão e corrente com características tais como as apresentadas na figura D.1, vista a seguir, pode-se expressar as dimensões do núcleo do transformador pelas seguintes equações:



*Fig. D.1 - Formas de onda de tensão e corrente no autotransformador*

$$A_e = \frac{V_{p_{at}} D_{m\acute{a}x}}{N_{p_{at}} \Delta B f_s} \quad (D.1)$$

$$A_w = \frac{N_{p_{at}} I_{p_{ef}}}{K_p K_w J} \quad (D.2)$$

como:

$$D_{m\acute{a}x} = \frac{T_1}{T_s} \Rightarrow D_{m\acute{a}x} = T_1 \cdot f_s \quad (D.3)$$

onde:

$$T_1 = \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5 + \Delta t_8 \quad (D.4)$$

substituindo-se (D.4) e (D.2) em (D.1), se obtém:

$$A_e = \frac{V_{p_{at}} \Delta t_s f_1}{N_{p_{at}} \Delta B f_s} \quad (D.5)$$

multiplicando-se (D.5) e (D.2) e convertendo para centímetros, se obtém:

$$A_e A_w = \frac{V_{p_{at}} I_{p_{ef}} 10^4 \Delta t_s}{K_p K_w J \Delta B} (cm) \quad (D.6)$$

## D.2 - CÁLCULO DA ENERGIA ARMAZENADA NO AUTOTRANSFORMADOR:

A energia máxima armazenada no autotransformador, ocorre no instante em que a corrente no primário do mesmo é máxima, sendo esta energia calculada pela seguinte expressão normalizada:

$$\overline{W} = \int \overline{V_p} \overline{I_p} dt \quad (D.7)$$

integrando-se nos intervalos  $\Delta t_2$  e  $\Delta t'_3$ , se obtém:

$$\overline{W} = \overline{V_p} \left( \int_0^{\Delta t_2} \overline{I_p} + \int_0^{\Delta t'_3} \overline{I_p} \right) dt \quad (D.8)$$

Sabe-se pela expressão (1.24) que:

$$\Delta t_3 = \frac{\beta}{\omega_0} \quad (1.24)$$

o intervalo  $\Delta t_3$  , expressa o tempo necessário para que a corrente no primário do autotransformador atinja o valor máximo. Portanto, como a corrente é máxima quando  $\text{sen}\beta = 1$  , ou de outra forma, quando  $\beta=\pi/2$  , tem-se que:

$$\Delta t'_3 = \frac{\pi}{2\omega_0} \quad (D.9)$$

resolvendo-se a integral (D.8) tem-se:

$$\overline{W} = \frac{a}{\omega_0} \left( \frac{\alpha^2}{2(1-a)} + \alpha \frac{\pi}{2} + 1 - a \right) \quad (D.10)$$

mas,

$$W = \frac{\overline{W}EI_0}{\alpha} \quad (D.11)$$

logo,

$$W = \frac{L_R I_0^2}{\alpha^2} a \left( \frac{\alpha^2}{2(1-a)} + \frac{\alpha\pi}{2} + 1 - a \right) \quad (D.12)$$

### D.3 - CÁLCULO DO ENTREFERRO:

O entreferro pode ser obtido a partir das seguintes expressões, tradicionalmente conhecidas:

$$L_R = \frac{N_{Pa} \Phi}{I_{Pf}} \quad (D.13)$$

como:

$$\Phi = BA_e \quad (D.14)$$

$$N_{pat} = \frac{H_0 \delta}{I_{pef}} \quad (D.15)$$

$$B = \mu_0 H \quad (D.16)$$

$$W = \frac{1}{2} L_R I_{pef}^2 \quad (D.17)$$

substituindo-se (D.14), (D.15), (D.16), (D.17) em (D.13) , se obtém:

$$\frac{\delta}{2} = \frac{W \mu_0}{B^2 A_e} \quad (D.18)$$

#### D.4 - CÁLCULO DO NÚMERO DE ESPIRAS:

Pode-se determinar o número de espiras, substituindo-se o valor de (D.16) em (D.15). Logo:

$$N_{pat} = \frac{B \delta}{\mu_0 I_{pef}} \quad (D.19)$$

## APÊNDICE E

### DETERMINAÇÃO DAS EQUAÇÕES PARA DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR RESSONANTE

#### E.1 - OBTENÇÃO DO NÚCLEO MÍNIMO:

A corrente no indutor ressonante é a mesma que passa pelo primário do autotransformador, encontrando-se representada na figura D.1:

Pelo exposto em [20], tem-se que:

$$A_e A_w = \frac{L_R I_{L_{Rmáx}} I_{L_{Re f}} 10^4}{K_w J B_{máx}} (cm) \quad (E.1)$$

O valor de  $I_{L_{Rmáx}}$  é dado por (E.2), conforme pode ser visto na expressão (1.13):

$$I_{L_{Rmáx}} = \frac{K_a I_0}{(1 - a)} \quad (E.2)$$

#### E.2 - DETERMINAÇÃO DO NÚMERO DE ESPIRAS:

Sabe-se que:

$$\Phi = L_R I_{L_{Rmáx}} = B A_e N_{L_R} \quad (E.3)$$

logo,

$$N_{L_R} = \frac{L_R I_{L_{Rmáx}}}{B A_e} \quad (E.4)$$

#### E.3 - CÁLCULO DO ENTERFERRO:

Sabe-se que:

$$L_R = \frac{N_{L_R}^2}{\Re_0} = \frac{N_{L_R}^2 \mu_0 A_e}{\delta} \times 10^{-2} (cm) \quad (E.5)$$

logo,

$$\delta = \frac{N_{L_R}^2 \mu_0 A_e}{L_R} \times 10^{-2} (cm) \quad (E.6)$$

$$\frac{\delta}{2} = \frac{N_{L_R}^2 \mu_0 A_e}{2 L_R} \times 10^{-2} (cm) \quad (E.7)$$